

ŘADA B  
PRO KONSTRUKTÉRY  
ČASOPIS  
PRO RADIOTECHNIKU  
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ  
ROČNÍK XXV/1977 ČÍSLO 6

## V TOMTO SEŠITĚ

Jak dál ve Svazarmu (dokončení).....	201
<b>Aplikovaná elektronika</b>	
Aplikace operačních zesilovačů .....	202
Využití OZ v měřicí technice .....	202
Střídavě vázané zesilovače napětí .....	203
Zapojení pro měření proudu .....	203
Lineární usměrňovače .....	205
Využití OZ při konstrukci oscilátorů a generátorů .....	207
Aktivní filtry .....	211
Použití OZ při místkových měřeních .....	215
Servozesilovače s OZ .....	215
Logaritmické zesilovače, převodníky tvaru .....	216
<b>Konstrukce univerzálního elektronického měřícího přístroje .....</b>	217
Popis zapojení a činnosti .....	217
Stejnoseměrný zesilovač .....	218
Vstupní dělič .....	219
Převodník AC-DC .....	219
Měření odporů .....	220
Seřízení a nastavení .....	220
<b>Aplikace v integrovaných obvodech ..</b>	220
Použití MA3000, MA3005 .....	220
Mí zesilovač s AFS .....	221
<b>Hry na TV obrazovce .....</b>	222
Modifikace I zapojení TV hry .....	223
Modifikace II zapojení TV hry .....	228
<b>Synchronní detekce .....</b>	231
Funkce systému AFS .....	232
Stereofonní dekodér s AFS .....	232
Synchronní detektor s AFS pro AM .....	233
<b>Hybridní integrované obvody .....</b>	234
IO pro dekodéry barevných TVP .....	236

## AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminec, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. F. Králík, prom. fyz. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomírský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, šéfred. linka 354, redaktor I. 353. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotlivých ozbrojených sil vydavatelství Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Dohlédací pošta Praha 07. Objednávky do zahraničí využívá PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko, n. p., závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerce přijímá vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14 hodině. Číslo indexu 46044.

Materiály pro toto číslo předány tiskárně 19. 9. 1977  
Toto číslo má podle plánu vyjít 18. 11. 1977  
© Vydavatelství MAGNET, Praha

Na závěr minulého pokračování o perspektivách radioamatérské činnosti ve Svazarmu jsme si uvedli, že koncepce předpokládá, že trvalou pozornost rady všech stupňů musí věnovat i modernizaci a zdokonalování učebních, výcvikových a metodických pomůcek, že musí připravit a rozvíjet sérii stavebnic pro polytechnickou činnost, pokusných stavebnic přístrojů a zařízení i měřicích přístrojů. Je samozřejmé, že stavba uvedených přístrojů by měla proběhnout v radioklubech jako součást technické zájmové činnosti a bylo by vhodné využít jí k výuce a rozšiřování vědomostí ze základů elektrotechniky a měřicí techniky. Přitom koncepce i zde je zcela konkrétní, ukládá totiž koncepčně i programově dorešit tyto otázky do konce roku 1978.

Je zřejmé, že bez sledování nejnovějších poznatků z elektrotechniky a bez jejich aplikací se neobejde žádný profesionál ani amatér – proto je třeba řešit i odpovídající využití nové techniky v radioklubech Svazarmu. Nová technika by v radioklubech měla podněcovat vlastní tvůrčí technickou amatérskou činnost, jejímž výsledkem by měla být dokonalejší technická základna, popř. její modernizace. V tomto směru by řídicí orgány měly připravovat a pravidelně vyhlášovat technické soutěže a technické konkursy, a vítězné práce by měly být základem při zabezpečování činnosti radioklubů technikou a materiálem. Tato činnost by měla být nedílnou součástí technické zájmové činnosti Svazarmu v oblasti elektrotechniky.

Závěr koncepce radioamatérské činnosti ve Svazarmu se týká finančního zabezpečení. Po této stránce se v koncepci připomíná, že do popředí především v budoucnu vystupuje úkol prohloubit úlohu plánu a postihovat s předstihem trendy vývoje nákladů na činnost Svazarmu. Dále je třeba konkretizovat v pětiletých plánech věcné požadavky na finanční zabezpečení radiistických činností. V nejbližší etapě, tj. do konce roku 1978 postihnout základní radiistické činnosti, které mohou přispět ke zvýšení přílivu financí do pokladen radioklubů a základních organizací (a nejen základních organizací). Tvořit vlastní finanční zdroje lze i uvnitř Svazarmu např. pořádáním různých kursů a školení za úhradu, kolektivní práci v radioklubech při řešení tematických úkolů a zlepšovacích námětů, uspokojováním různých odborných specializovaných zájmů jednotlivců a především organizací apod. V neposlední řadě se jeví jako velmi účelné a výhodné sdružovat prostředky Svazarmu a dalších společenských organizací při společné zájmové činnosti (např. se SSM, Pionýrskou organizací, JZD, ROH, ČSVTS, školami, závody atd.).

Tímto končí koncepce radiistické činnosti ve Svazarmu, kterou pod názvem Směry a úkoly dalšího rozvoje radiistiky ve Svazarmu schválil ÚV KSČ jako zásadní směrnici pro naši budoucí činnost. Tento politický dokument dává výhled do nejbližších nejméně deseti let. Při naplňování koncepce je třeba nejprve seznámit všechny členy a funkcionáře s jejím obsahem – to by měl samozřejmě požadavek pro nejbližší budoucnost. Součástí seznámení s koncepcí by měla být analýza současného stavu ve všech jednotlivých radioklubech, základních organizacích, okresech i krajích. Výsledky této analýzy by měly být nedílnou a podstatnou částí krátkodobých i dlouhodobých plánů činnosti na všech stupních, měly by v každém případě odpovídat požadavkům a návrhům koncepce.

Dostát plnění úkolů koncepce do každodenní práce nebude v žádném případě snadné – pomoci by mohly především výroční členské schůze, aktivity radioamatérů a výroční konference okresů a krajů. V usneseních schůzí, aktivů a konferencí by se měly objevit závěry k plnění jednotlivých úkolů koncepce na příslušném stupni. Tak tedy první, analytická část koncepce umožňuje získat hlediska pro zhodnocení stavu každého radioklubu i okresních nebo krajských radiistických rad, umožňuje a dává návod k tomu, jak v místních podmínkách vypadá členská základna, zda a co je třeba zlepšit atd. V tomto směru je si třeba všimati i toho, jak elektronika proniká do zemědělství a vyvodit z toho příslušné závěry – vytvářet radiokluby v ZO střediskových obcí, v úpravách zemědělských strojů, ve Státních strojních stanicích apod.

Druhá část koncepce umožňuje sestavit krátkodobé i dlouhodobé pořadí úkolů a programy činnosti pro každou organizaci. Přitom je třeba mít stále na zřeteli, že pozornost je třeba věnovat především politickovychovnému působení, které spočívá ve spojování činnosti základních organizací a radioklubů s výchovou socialistického člověka. Členové Svazarmu by měli být politicky i morálně pevnými obránci a budovateli socialistické vlasti – tento požadavek však vyžaduje i (kromě jiného) vysokou úroveň funkcionářů, vedoucích cvičitelů, trenerů, rozhodčích atd. Je zřejmé a praxí ověřené, že nejlepší v tomto směru je osobní příklad: získá-li si funkcionář (vedoucí, trener) autoritu svými odbornými znalostmi, provozními schopnostmi, technickou zručností atd., je schopen se zárukou působit na utváření vědeckého světového názoru svých světců, na prohlubování jejich socialistického vlastenectví, prostě vést je k aktivní účasti na životě v našem socialistickém státu.

Při plánování činnosti je třeba věnovat pozornost i politickovychovnému působení vně Svazarmu, především na mládeži. Tady se uplatní cílevědomá propagační a agitační činnost, vývěsní skřínky atd. Nesmíme zapomínat, že naše zájmová činnost, radiistika a radioamatérství vůbec jsou velmi atraktivní a ze svou podstatou, kterou je třeba propagovat především, velmi dobře vyhovují mentálně mládeži, především té její části, která je tak zvaně „založená technicky“. Protože jde však současně o poměrně složitou a náročnou zájmovou činnost, je třeba při výchově zájemců postupovat s rozmyslem, soustavně a trpělivě. Zájmová činnost navíc musí prohlubovat základy všeobecného vzdělání účastníků, musí poskytovat mládeži i všem ostatním dostatek informací o procesu vývoje elektrotechniky a jejich aplikací ve společenském životě a pracovním procesu.

Z koncepce vyplývají dále ještě mnohé jiné požadavky, návrhy, směrnice apod. Na závěr se zmíníme ještě o dvou, z nichž velmi důležitý je růst členské základny. Zde je třeba brát v úvahu, že na „krásná slova nikoho nenachytáme“. Získávání nových a aktivních členů je podmíněno uplatňováním nových rysů činnosti, které jsou uvedeny v koncepci a kromě toho všichni funkcionáři musí věnovat maximální pozornost práci s mládeží a vzniku i vývoji nových zájmů v oblasti elektrotechniky, vhodným způsobem je podchycovat a naplňovat je v praktické činnosti Svazarmu.

Dalším z požadavků je pomáhat zavádět elektroniku i do dalších odborností Svazarmu – do modelářství, do výcvikových středisek branců apod. S těmito otázkami je spojen i žádoucí růst podílu radioamatérů ve zlepšovatelství a novátorském hnutí (a to jak uvnitř, tak i vně Svazarmu).

Závěrem lze říci, že realizováním úkolů, uvedených v koncepci, posílíme plnění společ-

enské funkce Svazarmu v naplňování úkolů Jednotného systému branné výchovy obyvatelstva, jak zdůraznil ve svém článku o koncepci pplk. V. Brzák, tajemník ÚRRK Svazarmu.

Vše nebude jistě jednoduché a nepůjde realizovat ihned. Problémy je však třeba společně řešit a především vyřešit. A jak se již mnohokrát v dávne i zcela nedávne

minulosti prokázalo, problémy budou vyřešeny, když je budeme řešit společně, na všech stupních s maximálním úsilím. Když každý svazarmovský pracovník, aktivista i členové naší branné vlastenecké organizace přiloží ruku k dílu, pak se jistě dílo podaří. A prospěch z něj budeme mít všichni – každý jednotlivě i celá společnost.

# APLIKOVANÁ ELEKTRONIKA

Ladislav Kryška, prom. fyz., Jiří Zuska

## Aplikace operačních zesilovačů

Operační zesilovače – elektronické prvky, známé před několika lety především odborníkům, zabývajícím se vývojem a využitím analogové výpočetní techniky, případně speciální měřicí techniky – se v poslední době stávají téměř stejně běžným aktivním prvkem, jako třeba tranzistory. Obliba, s níž se operační zesilovače setkaly i u radioamatérské veřejnosti, je nesporně vyvolána jejich vynikajícími vlastnostmi, které při jejich správné aplikaci přinášejí mnoho výhod (úspora času, dosažení lepších parametrů, zmenšení rozměrů atd.).

Vratme se však nejdříve zpět do historie. První zmínky o operačních zesilovačích můžeme nalézt v odborné literatuře z let 1947 až 1948. Tehdy pochopitelně šlo o zesilovače osazené elektronkami; polovodičové operační zesilovače, vyráběné z diskrétních součástek ve formě modulů („krabiček“ z plastických hmot s kolíkovými vývody) se objevily zhruba až o patnáct let později. V modulovém provedení se určité typy operačních zesilovačů vyrábějí dodnes (především zesilovače speciálních vlastností, jichž nelze dosáhnout při použití monolitické technologie – hlavně velmi rychlé zesilovače).

V ČSSR byly operační zesilovače stejně jako v zahraničí používány zprvu v analogové výpočetní technice (známý počítač MEDA, vyráběný v několika verzích, včetně elektronkové). K největšímu rozmachu využití operačních zesilovačů v ostatních odvětvích elektroniky (hlavně u přístrojové techniky) došlo po zavedení výroby monolitických operačních zesilovačů v n. p. TESLA Rožnov. Prvním typem operačního zesilovače, který se u nás vyráběl sériově, byl zesilovač obvodově shodný se světově proslulým typem  $\mu A 709$ , který byl původně vyvinut a vyráběn známou americkou firmou Fairchild Semiconductor a který do svého výrobního programu zařadila naprostá většina světových výrobců integrovaných obvodů. Tento operační zesilovač se u nás vyrábí dosud a to pod označením MAA 501 až 504.

Po úspěšném zvládnutí výroby tohoto zesilovače byl do výroby připraven druhý typ – MAA 725. Jde o zesilovač vynikající kvality, vyznačující se malým teplotním driftem, malým šumem a velkým zesílením. Svými vlastnostmi je tento zesilovač zvláště vhodný pro přístrojovou techniku, především ke zpracování extrémně malých signálů. Rovněž

tento zesilovač vychází konstrukčně z osvědčeného zahraničního typu  $\mu A 725$ .

V současné době přichází TESLA Rožnov na trh se dvěma novými typy operačních zesilovačů, jde o typy MAA 741 a MAA 748. Obvodové řešení těchto zesilovačů (odpovídající typům  $\mu A 741$  a  $\mu A 748$ ) je téměř shodné, zesilovače se liší jen v tom, že MAA 741 má v monolitické struktuře vestaven kondenzátor pro kmitočtovou kompenzaci, kdežto u typu MAA 748 se tento kondenzátor připojuje zvnějšku.

Kvalitativně patří tyto zesilovače přibližně do stejné třídy jako zesilovače řady MAA 500, které však předstihují hlavně svými provozními vlastnostmi (nevyskytuje se u nich stav nelineárního nasycení, snesou větší souhlasné i rozdílové vybuzení vstupů, je možné u nich jednodušeji kompenzovat vstupní napětovou nesymetrii, jsou odolné proti přetížení vstupů i výstupů atd.). Lze očekávat, že zesilovače řady MAA 500 budou těmito novými typy postupně zcela vytlačeny a nahrazeny.

Tímto výčtem jsme vyčerpali všechny typy v ČSSR vyráběných a běžně dostupných operačních zesilovačů. Kromě toho se např. ve Výzkumném ústavu matematických strojů v Praze vyrábí řada typů modulových zesilovačů s vynikajícími parametry, ale jejich amatérské využití prakticky nepřichází v úvahu. Větší část tohoto sortimentu přebírá sice do výroby hybridní technologie n. p. TESLA Lanškroun, ale zdá se, že i u těchto operačních zesilovačů budou stát v cestě jejich většímu rozšíření mezi radioamatéry závažné překážky (kapacita výroby a ceny). Podrob-

něji se o integrovaných obvodech, vyráběných hybridní technologií, zmíníme v jiné kapitole.

## Využití operačních zesilovačů v měřicí technice

Velmi častý způsob měření elektrických veličin (např. střídavého napětí, proudu, odporu atd.) spočívá v tom, že se měřená veličina nejdříve převede na stejnosměrné napětí vhodné velikosti, úměrné vždy velikosti měřené veličiny. Toto napětí se potom již pohodlně změří – např. ručkovým měřidlem nebo číslicovým voltmetrem, případně je můžeme zaznamenat zapisovačem (je-li měřená veličina proměnná v čase).

Jako převodník měřené veličiny na stejnosměrné napětí se používá operační zesilovač (spolu s vhodnými zpětnovazebními obvody); při měření stejnosměrného napětí se operační zesilovač používá pouze jako stejnosměrný zesilovač. Z literatury jsou známa invertující a neinvertující zapojení, popřípadě diferenční zapojení zesilovače stejnosměrného napětí včetně rovnic, podle nichž tato zapojení pracují. Není proto třeba se těmito případy znovu věnovat. Uvedme si jen jeden méně známý případ zapojení, u něhož lze řídit zesílení diferenčního zesilovače změnou jediného odporu (obr. 1). Výstupní napětí tohoto zapojení můžeme vypočítat ze vztahu

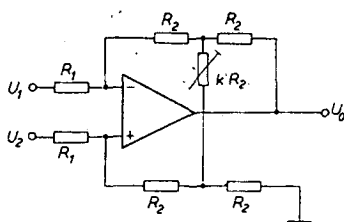
$$U_0 = \frac{2R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{1}{k} \right) (U_2 - U_1)$$

Z rovnice vidíme, že v limitním případě, kdy se součinitel  $k$  blíží k nekonečnu (to znamená, že odpor  $kR_2$  ze zapojení vyjmeme), degraduje toto zapojení na klasický typ diferenčního zesilovače. Požadujeme-li, aby měl diferenční zesilovač na obou svých vstupech velký vstupní odpor, použijeme zapojení, které je na obr. 2. Zesilovače  $Z_1$  a  $Z_2$  pracují jako sledovače, proto je jejich vstupní odpor velký. Přitom se však neinvertující vstup zesilovače  $Z_1$  chová (z hlediska celého zapojení) jako vstup invertující. Celkové zesílení je dáno ziskem zesilovače  $Z_3$ , tedy poměrem  $R_2 : R_1$ .

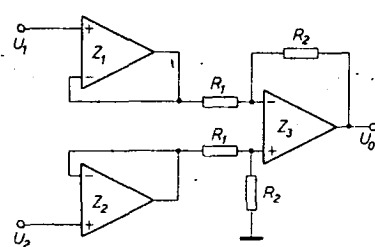
Na obr. 3 vidíme obdobné zapojení, u něhož však můžeme řídit zesílení změnou jediného odporu  $R_2$ . Pro přenos napětí u tohoto zapojení platí rovnice

$$U_0 = \frac{(U_2 - U_1)R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

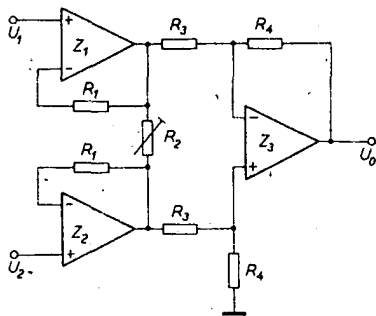
Toto zapojení se označuje jako přístrojový zesilovač. Z rovnice pro přenos napětí je patrné, že zesílení není lineární funkcí odporu  $R_2$ . Takovému požadavku však vyhoví



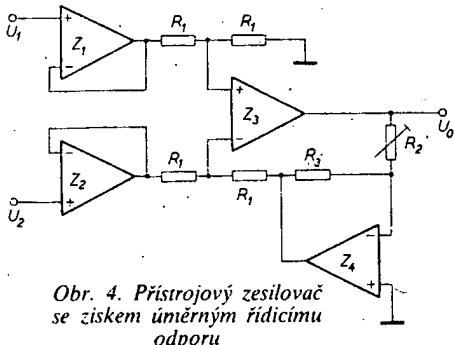
Obr. 1. Diferenční zesilovač s možností řízení zisku



Obr. 2. Přístrojový zesilovač



Obr. 3. Přístrojový zesilovač s možností řízení zisku



Obr. 4. Přístrojový zesilovač se ziskem úměrným řídicímu odporu

zapojení na obr. 4, jehož napětový přenos můžeme vyjádřit rovnicí

$$U_0 = (U_2 - U_1) \frac{R_2}{R_3}$$

Přístrojové zesilovače našly široké uplatnění a velkou oblibu hlavně potom, co je začaly přední světové firmy hromadně vyrábět – nejdříve ve formě modulů a v poslední době i jako integrované obvody, zhotovené monolitickou nebo hybridní technologií. Také v Československu bylo úspěšně vyvinuto několik typů přístrojových operačních zesilovačů, které se svými parametry vyrovnají špičkovým výrobkům amerických firem. Na sériovou výrobu si však, bohužel, ještě nějaký čas počkáme.

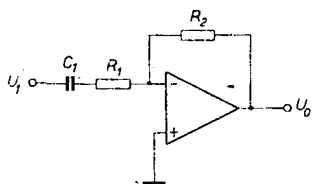
### Střídavě vázané zesilovače napětí

Zapojení operačních zesilovačů, která se používají k zesilování stejnosměrných napětí, můžeme v zásadě použít i pro přenos střídavých signálů. Jestliže však např. potřebujeme oddělit od střídavého napětí stejnosměrnou složku, pak musíme použít vazbu oddělovacím kondenzátorem. Na obr. 5 je zapojení invertujícího střídavě vázaného zesilovače. Bude-li mít kondenzátor  $C_1$  pro zesilované střídavé napětí daného kmitočtu zanedbatelnou reaktanci, bude pro přenos napětí platit vztah

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1} U_1,$$

přičemž mezi vstupním a výstupním signálem bude fázový posuv  $180^\circ$  (teoreticky).

Smyčka vstupního proudu neinverujícího vstupu se uzavírá přímo směrem k zemi,



Obr. 5. Invertující střídavě vázaný zesilovač

zatímco u invertujícího vstupu se uzavírá přes  $R_2$  na výstup zesilovače. Vstupní odpor tohoto zapojení je roven  $R_1$ .

Potřebujeme-li přenést střídavý signál bez fázového posuvu, použijeme zapojení na obr. 6. Zesilení takto zapojeného střídavě vázaného zesilovače je dáno rovnicí

$$A = \frac{U_0}{U_1} = \frac{R_2}{R_1} + 1.$$

Vstupní odpor je prakticky roven odporu  $R_3$ . Přes  $R_3$  se uzavírá vstupní proud neinverujícího vstupu, vstupní proud invertujícího vstupu teče opět přes  $R_2$  z výstupu zesilovače.

Potřebujeme-li dosáhnout velmi velkého vstupního odporu, použijeme zapojení na obr. 7. Vstupní proud neinverujícího vstupu se v tomto zapojení uzavírá přes  $R_3$  a  $R_1$  na zem. Protože z principu funkce operačního zesilovače platí, že mezi vstupy je stále nulový rozdíl napětí, bude odpor  $R_3$  stále jakoby „podložen“ napětím přesně shodným s napětím vstupním, a proto se vůči signálu neuplatní jako svodový odpor. Prakticky dosažitelný vstupní odpor je u tohoto zapojení asi  $100 \text{ M}\Omega$ , pro výpočet zesilení platí stejný vztah jako u obr. 6.

Praktické zapojení střídavě vázaného zesilovače s operačním zesilovačem MAA504 je na obr. 8. Zesilení je sto (40 dB), kmitočtová charakteristika má pokles o 3 dB na kmitočtu  $150 \text{ kHz}$ , vstupní odpor je  $10 \text{ k}\Omega$ . Zesilovač je napájen z nesymetrického zdroje  $+30 \text{ V}$ , proto je jeho neinverující vstup připojen na dělič umělé vytvářející střed napájecího napětí. Klidová stejnosměrná úroveň na výstupu je  $+15 \text{ V}$ , což umožňuje dosáhnout maximálního rozkmitu výstupního napětí na obě strany. Fáze výstupního napětí je proti vstupnímu posunutá o  $180^\circ$ .

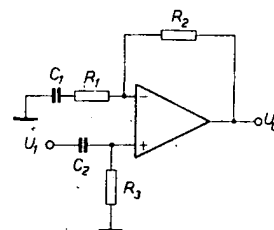
Vstupní odpor asi  $4 \text{ M}\Omega$  má zapojení na obr. 9. Rovněž toto zapojení vystačí s nesymetrickým napájecím napětím, střed napájecího napětí se vytváří dvojicí Zenerových diod. Velkého vstupního odporu se dosahuje zapojením bootstrap, k fázovému posuvu nedochází. V ostatních parametrech se toto zapojení shoduje s předchozím příkladem.

Pokud by se při realizaci těchto zapojení vyskytly potíže se stabilitou, je nutno upravit kapacity kondenzátorů v obvodech kmitočtové korekce.

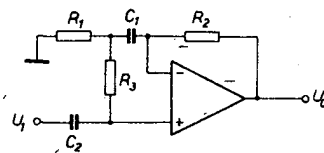
### Zapojení operačních zesilovačů pro měření proudu

Klasická metoda měření stejnosměrného proudu v sérii zařazeným ampérmetrem je v některých případech nevhodná, protože úbytek napětí na měřidle zkresluje výsledky měření. Dochází k tomu především tehdy, sledujeme-li průběh proudu zátěží nelineárního charakteru, která je napájena ze zdroje napětí definovaných vlastností. Typickou ukázkou takových měření jsou měření elektrochemická, nebo např. měření výkonu na proměnné zátěži.

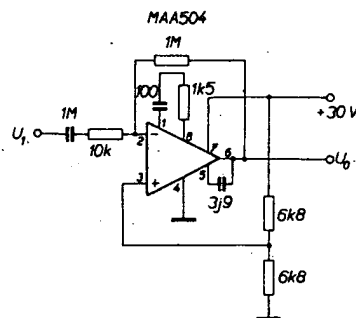
Vhodné zapojení (obr. 10) operačního zesilovače umožňuje měřit stejnosměrný proud prakticky bez úbytku napětí na měřicím obvodu. Měřený proud přitéká z proudového zdroje  $G$  přes odpor zátěže  $R_z$  do invertujícího vstupu operačního zesilovače. Nyní si připomeňme důležitou vlastnost operačních zesilovačů: mezi vstupy operačního zesilovače (v aktivním stavu) je stále nulový rozdíl napětí. Pohlédneme-li znovu na obr. 10, vidíme, že operační zesilovač pracuje jako tzv. inverzní zesilovač, protože je jeho neinverující vstup uzemněn. V tomto případě je však i na jeho druhém (invertující) vstupu stále nulové napětí a pro měřený systém je to totéž, jako kdyby zátěž  $R_z$  byla zapojena přímo k výstupnímu svorkám proudového zdroje  $G$ . Proto tedy nevzniká při



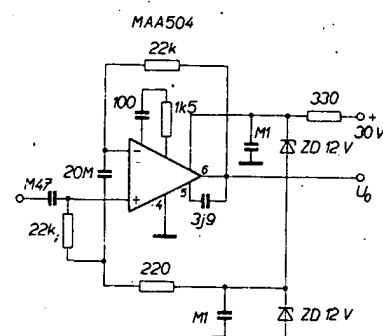
Obr. 6. Neinverující střídavě vázaný zesilovač



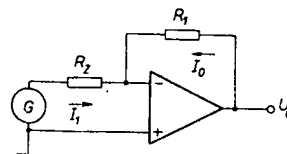
Obr. 7. Střídavě vázaný zesilovač s velkým vstupním odporem



Obr. 8. Střídavý zesilovač se zesílením 100



Obr. 9. Střídavý zesilovač s velkým vstupním odporem



Obr. 10. Princip zapojení převodníku proud-napětí

měření proudu (tekoucího zátěží) na měřicím obvodu žádný parazitní úbytek napětí.

Pro snazší pochopení činnosti zapojení si můžeme představit, že měřený proud  $I_1$  na vstupu operačního zesilovače se vyruší přesně stejným velkým proudem opačného znaménka, přitékajícím z výstupu zesilovače přes  $R_1$ . Aby tento proud mohl téci do bodu s nulovým potenciálem, musí se na výstupu operačního zesilovače vytvořit napětí přímo

úměrně odporu  $R_1$  a měřenému proudu  $I_1$  podle rovnice

$$I_1 = \frac{U_0}{R_1}$$

Úplně přesně tato rovnice platí za předpokladu, že do invertujícího vstupu použitého operačního zesilovače neteče vůbec žádný proud. Budeme-li znát velikost vstupního proudu použitého zesilovače, můžeme snadno spočítat, jakou chybou bude měření zatíženo. Zadáme-li předem přesnost měření např. 1 %, pak při použití zesilovače MAA502 (vstupní proudy typicky kolem 100 nA) budeme měřit správně proudy 10  $\mu$ A a větší. Měřit však můžeme proudy téměř o dva řády menší, doplníme-li zapojení obvodem pro účinnou kompenzaci vstupního proudu. Při použití zesilovačů, které mají na vstupech polem řízené tranzistory, lze s přesností na 1 % měřit i podstatně menší proudy – běžně 1 nA ( $10^{-9}$  A), ale také až 0,1 pA ( $10^{-13}$  A).

Obvod pro měření proudů řádu nA je na obr. 11. V zapojení se používá hybridní operační zesilovač typu WSH220, o němž ještě bude zmínka v jiné kapitole. Citlivost tohoto zapojení je dána vztahem

$$U_0 = 10^9 I_1$$

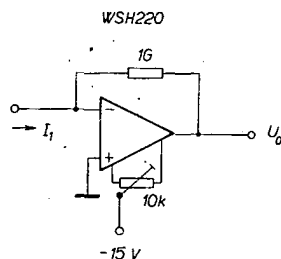
Trimr 10 k $\Omega$  slouží k vynulování vstupní napěťové nesymetrie zesilovače.

Zapojení vícerozsahového měřiče proudu je na obr. 12. Protože proud tekoucí zpětnovazebním odporem do nulového bodu se odebrá z výstupu zesilovače, mohli bychom při použití běžného typu zesilovače (např. MAA501) měřit proudy do asi 5 mA. Proto je za operační zesilovač zařazen jednoduchý zesilovač proudu s komplementárními tranzistory. Přepínáním zpětnovazebních odporů měníme citlivost zapojení tak, že uvedené proudy platí pro výstupní napětí  $U_0 = 1$  V. Aby bylo možno dostatečně přesně měřit při použití operačního zesilovače s bipolárními tranzistory na vstupu proudy již od 1  $\mu$ A, je obvod vybaven kompenzací vstupního klidového proudu. Kompenzační proud se přivádí z kladné větve napájecího napětí. Diodový stabilizátor zajišťuje kompenzaci teplotních změn vstupního proudu. To proto, že se vstupní proud u monolitických operačních zesilovačů s bipolárními tranzistory při zvyšování teploty zmenšuje (zvětšuje se proudový zesilovací činitel vstupních tranzistorů) a napětí na křemíkové diodě v propustném směru má rovněž záporný teplotní součinitel. Kompenzační proud teče do invertujícího vstupu přes odpor 1,8 M $\Omega$  z běžce trimru, odvětvujícího napětí z diody.

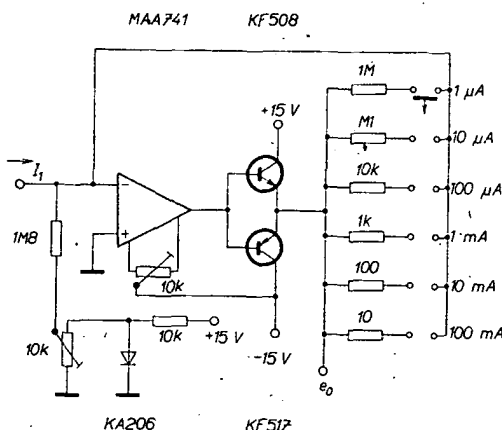
Jednoduchost kompenzace vstupního proudu spočívá především v tom, že kompenzační proud teče stále do bodu s nulovým potenciálem (na invertujícím vstupu se udržuje tzv. virtuální zem).

Zapojení mikroampérmetru s ručkovým měřidlem ve zpětné vazbě je na obr. 13. S měřidlem 100  $\mu$ A se dosahuje citlivosti 1  $\mu$ A na plnou výchylku. Měřený proud 1  $\mu$ A vytváří na odporu 1 k $\Omega$  úbytek 1 mV. Aby se stejný úbytek vytvořil na odporu 10  $\Omega$ , zapojeném v invertujícím vstupu, musí měřidlem protékat směrem z výstupu zesilovače proud 100  $\mu$ A, který způsobí plnou výchylku ručky.

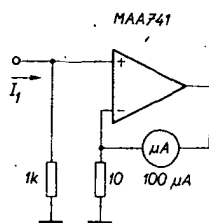
Jiné zapojení měřiče stejnosměrného proudu je na obr. 14. Měřený proud se převádí na odporovém děliči na napětí, které se potom zesílí a indikuje měřidlem, zapojeným na výstupu operačního zesilovače. Úbytek napětí pro plnou výchylku ručky na každém rozsahu je 3 mV, což je úbytek jistě zanedbatelný. Abychom dosáhli dostatečné



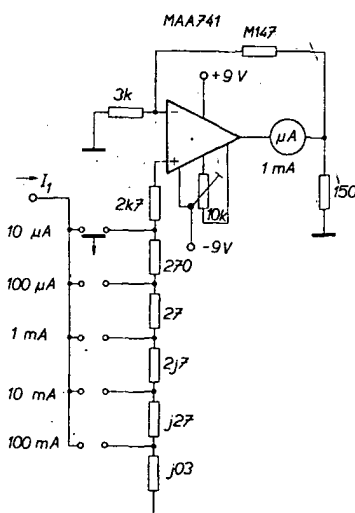
Obr. 11. Obvod k měření velmi malých proudů



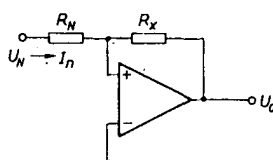
Obr. 12. Obvod k měření proudu v několika rozsazích



Obr. 13. Mikroampérmetr s jedním rozsahem

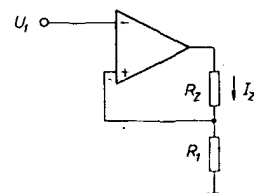


Obr. 14. Mikroampérmetr s několika rozsahy

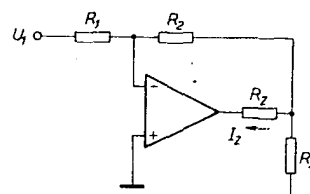


Obr. 15. Základní obvod pro měření odporů

přesnosti měření, musíme přesně dodržet hodnoty všech odporů. Doplníme-li v zapojení prvky kmitočtové kompenzace a změním-li způsob vyrovnávání vstupní napěťové nesymetrie zesilovače, budeme moci v zapojení použít i operační zesilovače řady MAA500.



Obr. 16. Jednoduchý zdroj konstantního proudu



Obr. 17. Zdroj proudu s inverzním zesilovačem

## Zdroje konstantního proudu

Kvalitní zdroje konstantního proudu s operačními zesilovači umožnily zavést elegantní a velmi přesné metody měření odporů. Princip měření spočívá v tom, že neznámým odporem protéká přesně definovaný stejnosměrný proud, který na něm vytváří stejnosměrné napětí, přímo úměrné měřenému odporu.

Začneme s nejjednodušším příkladem. Na obr. 15 je operační zesilovač v invertujícím zapojení. Víme, že pro toto zapojení platí rovnice

$$U_0 = \frac{R_x}{R_n} U_n$$

čili známe-li  $R_x$ ,  $R_n$  a změříme-li  $U_0$ , můžeme vypočítat vstupní napětí

$$U_n = \frac{R_n}{R_x} U_0$$

Budeme-li však znát  $U_n$  a  $R_n$  (normálové napětí a normálový odpor) a můžeme-li změřit výstupní napětí  $U_0$ , pak také budeme mít možnost vypočítat zpětnovazební odpor  $R_x$  z rovnice

$$R_x = \frac{U_0}{U_n} R_n$$

K objasnění činnosti zapojení si připomeňme, že na invertujícím vstupu operačního zesilovače je nulový potenciál (virtuální zem). Odporem  $R_n$  teče tedy proud

$$I_n = \frac{U_n}{R_n}$$

Protože do vstupu operačního zesilovače žádný proud neteče, musí stejný proud  $I_n$  téci i odporem  $R_x$ . Tento proud je i při různých hodnotách  $R_x$  konstantní, neboť závisí pouze na velikosti  $R_n$  a  $U_n$ . Odporu  $R_x$  však bude úměrná velikost výstupního napětí  $U_0$  podle rovnice

$$U_0 = I_n R_x = \frac{U_n}{R_n} R_x$$

Jiný typ zdroje konstantního proudu vidíme na obr. 16. Pro proud tekoucí odporem  $R_2$  (a tedy i  $R_1$ ) platí vzorec

$$I_z = \frac{U_1}{R_1}$$

protože úbytek napětí, způsobený proudem  $I_z$  na  $R_1$ , musí být roven vstupnímu napětí  $U_1$ .

Na obr. 17 je další zapojení proudového zdroje, realizovatelného inverzním zesilovačem. Proud tekoucí zátěží  $R_z$  vypočteme z rovnice

$$I_z = \frac{U_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$$

Je zcela zřejmé, že obě dvě předchozí zapojení představují proudové zdroje, které se pro měření odporů příliš nehodí, protože měření napětí na zatěžovacím odporu by bylo poněkud obtížné. K měření odporů jsou vhodné takové zdroje konstantního proudu, u nichž je zatěžovací (měřený) odpor zapojen jedním koncem přímo na zemní svorku. Uvedeme si proto další zapojení, která tento požadavek splňují.

První zapojení (obr. 18) obsahuje dva operační zesilovače, jeden z nich je diferenciální. Uzemněnou zátěží  $R_z$  protéká proud

$$I_z = \frac{2U_1 R_1}{R_2 R_3}$$

jestliže platí, že

$$R_1 = R_2 + R_3$$

Podobné zapojení (lišící se hlavně tím, že oba použité zesilovače jsou inverzní) je na obr. 19. Za předpokladu, že platí  $R_4 = R_2 + R_3$ , protéká zátěží  $R_z$  proud

$$I_z = \frac{U_1}{R_2}$$

Zapojení proudového zdroje s uzemněnou zátěží je však možné realizovat i s jedním operačním zesilovačem, jak ukazuje obr. 20, představující tzv. Howlandův obvod. Bude-li přesně zachován poměr

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

pak proud zatěžovacím odporem  $R_z$

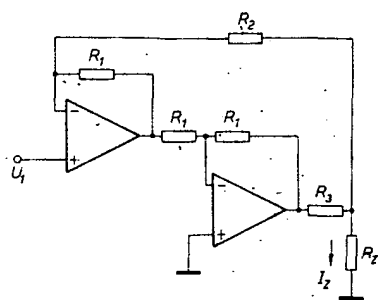
$$I_z = \frac{U_2 - U_1}{R_3}$$

Praktické zapojení zdroje konstantního proudu (vhodného jako galvanostat pro elektrochemická měření) je na obr. 21. Jde o vícerozsahový proudový zdroj, který obvodově vychází ze zjednodušeného Howlandova obvodu, doplněného na výstupu zesilovačem proudů. Vzhledem k vlastnostem použitého operačního zesilovače a k zjednodušenému zapojení zesilovače a k zjednodušenému vhodnému pro příliš rychlé aplikace. Potřebný proud do zátěže (od 50  $\mu$ A do 500 mA) se nastavuje přepínáním odporů (dekadicky) a změnou řídicího napětí  $U_n$  (v rozsahu jedné dekády 1 až 10 V).

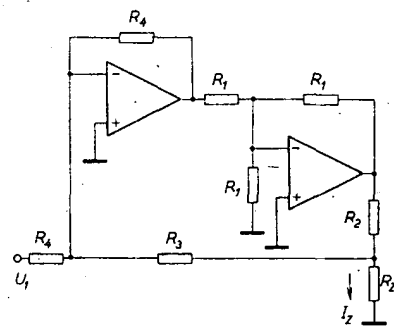
### Převodníky na absolutní hodnotu, lineární usměrňovače

S operačními zesilovači (v kombinaci s diodami ve zpětnovazební síti) lze sestavit usměrňovače střídavých signálových napětí, jejichž voltampérová charakteristika se prakticky kryje s přímkou ideálního usměrňovače. Těchto výsledků se dosahuje proto, že nelinearita charakteristik usměrňovacích diod se potlačuje zpětnovazebními smyčkami díky velkému zesílení operačních zesilovačů.

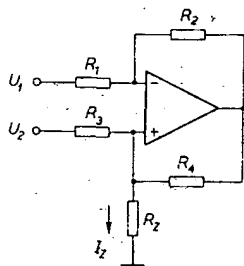
Jde-li nám o běžný způsob měření střídavého napětí, při němž se předem odděluje



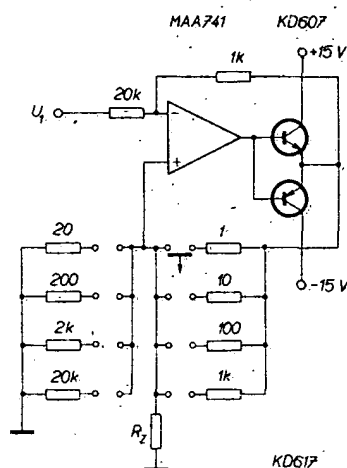
Obr. 18. Zdroj proudu se dvěma zesilovači s uzemněnou zátěží



Obr. 19. Zdroj proudu se dvěma inverzními zesilovači (uzemněná zátěž)



Obr. 20. Zdroj proudu s jedním zesilovačem a uzemněnou zátěží

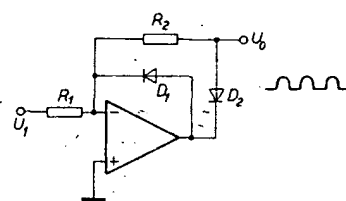


Obr. 21. Praktické zapojení zdroje proudu s několika rozsahy

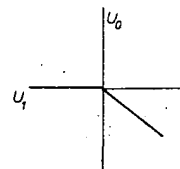
případná stejnosměrná složka, mluvíme o tzv. lineárních usměrňovačích. Je-li vazba mezi obvody stejnosměrná, pracují běžné dvoucestné usměrňovače s operačními zesilovači jako tzv. převodníky na absolutní hodnotu. Jejich činnost je vyjádřena vztahem

$$U_0 = |U_1|$$

Podívejme se nejdříve na nejjednodušší typ lineárního usměrňovače s operačním zesilovačem (obr. 22) a vysvětlíme si jeho činnost.



Obr. 22. Jednocestný lineární usměrňovač



Obr. 23. Převodní charakteristika jednocestného usměrňovače

Je-li v daném okamžiku na vstupu kladná půlvlna střídavého signálového napětí  $U_1$ , bude na výstupu operačního zesilovače napětí záporné. Dioda  $D_2$  je tedy pólována v propustném směru a obvod se chová jako obyčejný invertující zesilovač s přenosem

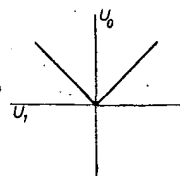
$$\frac{U_0}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Je-li na vstupu záporná půlvlna, objeví se na výstupu zesilovače napětí kladné, dioda  $D_2$  je uzavřena, vede dioda  $D_1$  a na výstupu obvodu bude napětí  $U_0$  rovné nule. Z výkladu a z charakteristiky obvodu (obr. 23) je patrné, že se jedná o jednocestný usměrňovač.

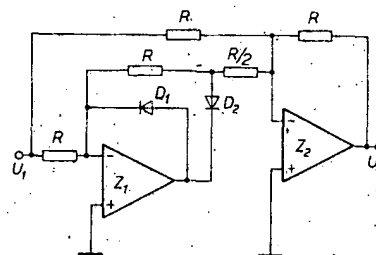
Voltampérová charakteristika dvoucestného usměrňovače (prakticky shodná s charakteristikou obvodu absolutní hodnoty) je pro srovnání na obr. 24. Obvodů splňujících tuto funkci již dnes existuje celá řada. Probereme si alespoň ty nejzákladnější.

První část obvodu na obr. 25 patří k zesilovači  $Z_1$  pracuje stejně, jako jednocestný lineární usměrňovač z obr. 22. Druhý zesilovač pracuje potom jako invertující sumátor a sice tak, že pro signály, přicházející ze vstupu celého zapojení (tedy pro napětí  $U_1$ ) má přenos  $-1$ , kdežto pro napětí odebraná z anody diody  $D_2$  má přenos  $-2$ .

Bude-li na vstupu kladné napětí  $U_1$ , bude na anodě  $D_2$  stejně velké napětí záporné.



Obr. 24. Převodní charakteristika dvoucestného usměrňovače (obvodu absolutní hodnoty)



Obr. 25. Převodník na absolutní hodnotu s inverzními zesilovači

Toto napětí se sčítá v sumátoru  $Z_2$  s kladným napětím  $U_1$ , ovšem napětí z  $D_2$  přichází přes odpor poloviční velikosti. Výsledkem tohoto součtu je napětí  $U_0$ , přesně odpovídající napětí  $U_1$ . Bude-li na vstupu obvodu napětí  $U_1$  záporné, pak bude na anodě  $D_2$  nula a celý obvod se tedy chová jako obyčejný invertor. Vstupní odpor obvodu je roven  $R/2$ .

Další dvoucestný usměrňovač, tentokrát s velkým vstupním odporem, je na obr. 26. Při kladné polaritě vstupního signálu vede dioda  $D_1$  a  $Z_1$  pracuje jako sledovač. Protože však stejné napětí jako napětí vstupního signálu  $U_1$  bude i na invertujících vstupech obou operačních zesilovačů, neteče přes odpory zapojené mezi invertující vstupy proud (dioda  $D_2$  nevede) a tedy i druhý zesilovač  $Z_2$  musí pracovat jako sledovač. Pracují-li oba zesilovače jako sledovače, bude při kladném  $U_1$  výstupní napětí  $U_0$  rovněž kladné.

Při záporném signálu  $U_1$  vede dioda  $D_2$  a na její katodě se objeví napětí stejné polarity (záporné), avšak dvojnásobné velikosti ( $D_1$  je uzavřena). Následující zesilovač  $Z_2$  spočítá tedy na svých vstupech dvě napětí. Na invertujícím vstupu má napětí  $-2U_1$ , které přenáší s koeficientem  $-2$ . Výsledkem je tedy  $+4U_1$ .

Na neinvertující vstup je přivedeno  $-U_1$ , které se přenáší s koeficientem 3 a na výstupu se tedy projeví jako  $-3U_1$ . Celkový výsledek součtu nám tedy říká, že při záporném napětí na vstupu bude na výstupu obvodu stejně velké napětí kladné. Zapojení lze tedy charakterizovat jako obvod, který se při kladných signálech na vstupu chová jako sledovač a při záporných signálech jako invertor. Typický vstupní odpor při použití běžných operačních zesilovačů je přibližně 25 M $\Omega$ .

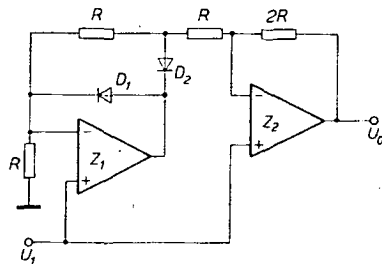
Jiné zapojení obvodu k získání absolutní hodnoty je na obr. 27. Převodní koeficient lze u tohoto zapojení volit změnou  $R_1$ .

Je evidentní, že přesnost převodu všech dosud uvedených dvoucestných usměrňovačů je přímo závislá na přesnosti (lépe řečeno na vzájemném poměru) všech odporů, obsažených v obvodech (tedy 4 až 5 kusů). Na obr. 28 je schéma obvodu pro vytvoření absolutní hodnoty, které obsahuje pouze dva odpory, na jejichž velikosti (shodnosti) záleží. V podstatě se jedná o obvod, obsahující invertor a sledovač a diodové hradlo, připojený k výstupu celého zapojení ten z obou zesilovačů, jehož výstupní napětí je kladné.

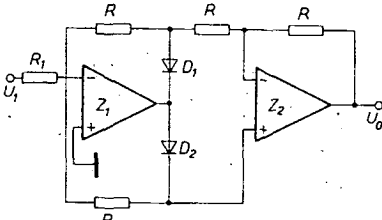
Všechny dosud popsané obvody pro převod na absolutní hodnotu můžeme použít například jako součást číslicového voltmetru s převodníkem typu napětí-kmitočet. Tyto převodníky totiž obvykle mohou převádět napětí jen jedné (obvykle kladné) polarity. Předřazením některého z uvedených převodníků na absolutní hodnotu můžeme rozšířit použitelnost takového voltmetru na obě polarity. Pro automatickou indikaci polarity měřeného napětí musíme použít komparátor, ovládaný svým výstupním signálem (nebo přes další tranzistory) nějaké vhodné indikátory známka polarity.

Podívejme se dále na několik obvodů, použitelných pro přímé zpracování střídavých napětí.

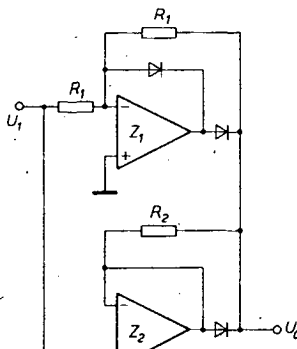
Častým problémem bývá měření střídavých napětí ručkovým měřidlem. Při použití deprezského měřidla vznikají značné potíže s měřením malých střídavých napětí, zaviněné vlastnostmi běžných usměrňovačů. A právě pro tyto účely (pro měřidla, která prakticky nikdy nemají žádnou z obou vstupních svorek uzemněnou) existují velmi jednoduchá, spolehlivá a citlivá zapojení dvoucestných lineárních usměrňovačů s použitím pouze jednoho operačního zesilovače.



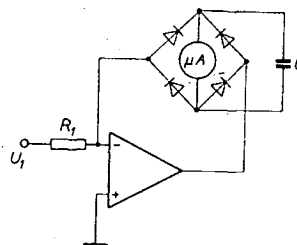
Obr. 26. Převodník na absolutní hodnotu s diferenčními zesilovači



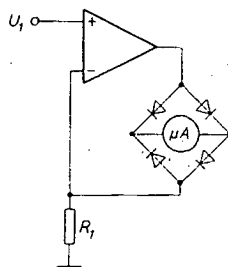
Obr. 27. Jiné zapojení převodníku na absolutní hodnotu



Obr. 28. Obvod absolutní hodnoty se dvěma přesnými odpory



Obr. 29. Střídavý voltmetr s měřidlem



Obr. 30. Střídavý voltmetr s velkým vstupním odporem

Jedno takové zapojení vidíme na obr. 29. Proudová smyčka z výstupu se uzavírá vždy přes dvě ze čtyř diod (podle polarity) a měřidlo na vstup zesilovače, kde se její proud vyrovnává s proudem, tekoucím ze zdroje měřeného napětí  $U_1$  přes  $R_1$ . Měřidlem tedy protéká proud

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}$$

Známe-li citlivost měřidla na plnou výchylku  $I_m$  a napětí  $U_1$ , při němž má ručka měřidla dosáhnout plné výchylky, můžeme vypočítat odpor  $R_1$  ze vztahu

$$R_1 = \frac{U_1}{I_m}$$

V takovém případě by však ručka měřidla ukazovala pouze střední hodnotu vstupního měřeného napětí  $U_1$ . Aby měřidlo udávalo efektivní hodnotu přiváděného střídavého napětí, musíme rovnici ještě doplnit tzv. činitelem tvaru, který je pro sinusový průběh  $\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$ . Upravená rovnice má potom tvar

$$R_1 = \frac{2U_1\sqrt{2}}{I_m\pi}$$

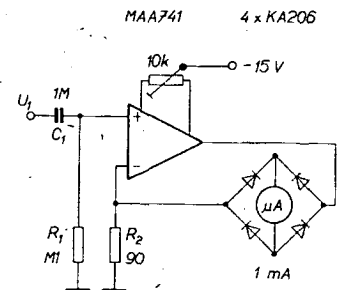
Paralelně k měřidlu můžeme připojit kondenzátor  $C$ , potlačující kmitání ručky při měření střídavých napětí nízkých kmitočtů. Casovou konstantu tohoto elektrického tlumění vypočteme ze vztahu

$$\tau = R_1 C$$

kde  $R_1$  je vnitřní odpor ručkového měřidla.

Z uvedených rovnic je vidět, že odpor  $R_1$  (který zároveň představuje vstupní odpor zapojení) vychází pro malá měřená napětí rovněž velmi malý, což by mohlo nepřipustně zatížit předcházející obvody. V takovém případě použijeme kvalitativně rovnocenný obvod, nakreslený na obr. 30. Vstupní odpor tohoto obvodu je velmi velký, desítky až stovky megaohmů.

Praktické zapojení lineárního usměrňovače pro buzení ručkového měřidla je na obr. 31. Vstupní signál se přivádí přes kondenzá-



Obr. 31. Zapojení střídavého voltmetru

tor  $C_1$  na neinvertující vstup operačního zesilovače. Vstupní odpor je roven odporu  $R_1$ , kterým zároveň teče vstupní proud zesilovače. Protože mezi oběma vstupy operačního zesilovače je stále nulový rozdíl napětí, musí se proudem protékajícím z výstupu zesilovače přes diody a měřidlo do odporu  $R_2$  a na zem vytvořit na  $R_2$  úbytek napětí přesně stejné veliký, jako je vstupní měřené napětí. Je-li proudová citlivost ručkového měřidla 1 mA, pak bude citlivost zapojení s uvedeným odporem  $R_2$  přesně 100 mV pro plnou výchylku ručky.

Časová konstanta obvodů na vstupu je dostatečně velká, takže kmitočtová charakteristika má u dolního okraje pásma pokles 3 dB až u kmitočtu přibližně 3 Hz. Průběh charakteristiky při vysokých kmitočtech je dán především dynamickými vlastnostmi použitého operačního zesilovače. Se zesilovačem typu MAA741 lze dosáhnout uspokojivé přesnosti do kmitočtu 5 až 8 kHz (podle typu měřidla). Na vnitřním odporu měřidla v zásadě nezáleží, pokud nebudou překročeny napěťové schopnosti zesilovače.

Obvod se seřizuje dvěma operacemi. Nejprve vstup obvodu uzemníme a trimrem 10 k $\Omega$  seřídíme zesilovač tak, aby ručka měřidla ukazovala přesně na nulu. Druhá operace spočívá v nastavení rozsahu, což lze udělat jemnou úpravou odporu  $R_2$ .

Podmínkou úspěchu je však především správné rozložení součástek, stínění přívodu měřeného napětí a umístění kondenzátorů, blokujících obě větve napájecího napětí v těsné blízkosti zesilovače. Zapojení lineárního usměrňovače, vhodného pro rozšíření využitelnosti stejnosměrného číslicového voltmetru i pro měření střídavých napětí s přesností přibližně 1 %, je na obr. 33. Podstata a činnost zapojení jsou shodné s obvodem, zobrazeným na obr. 25. Na výstupu je k dispozici vyhlazené stejnosměrné napětí rovnající se efektivní hodnotě vstupního střídavého (sinusového) napětí. Přesné jednotkový koeficient přenosu získáme nastavením trimru  $P_1$ . Filtraci výstupního napětí zajišťuje kondenzátor  $C_2$ , který musí mít malý svod, aby nezhoršoval přesnost převodu. Vhodný je tantalový elektrolytický kondenzátor. Časová konstanta filtru je přibližně 0,5 s. Neinvertující vstupy obou operačních zesilovačů jsou uzemněny přes odpory, které zmenšují nesymetrii obvodu, vznikající působením vstupních proudů zesilovačů. Vstupní střídavé napětí se přivádí přes dva (opět tantalové) kondenzátory, polarizované proti sobě. Aby bylo možno spoléhat na přesnost usměrnění je třeba, aby všechny odpory (kromě obou odporů, zapojených v neinvertujících vstupech) byly nejen přesné (v toleranci lepší než 1 %), ale také časově i teplotně stabilní.

## Využití operačních zesilovačů při konstrukci oscilátorů a generátorů

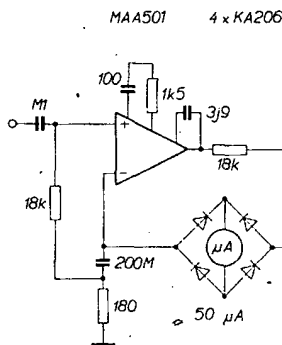
Operační zesilovače jsou velmi vhodné jako základní stavební prvky pro konstrukci oscilátorů nejrůznějších typů. Zapojení oscilátorů, využívající operačních zesilovačů, vynikají především jednoduchostí, ale také kvalitou dosažených parametrů. V této kapitole si probereme jednak jednoduchá zapojení oscilátorů, produkujících napětí sinusového, obdélníkovitého nebo trojúhelníkovitého průběhu, ale také složitější zapojení, využitelné jako tzv. generátor funkcí.

## Sinusové oscilátory

U většiny známých zapojení sinusových oscilátorů s operačními zesilovači se vyskytují ve zpětnovazebních obvodech články RC různých druhů (článek typu dvojité T, článek typu přemostěné T atd.).

Nizkofrekvenční generátor, jehož schéma je na obr. 34, je velmi rozšířené zapojení s všeobecně známým Wienovým můstkem. Zpětná vazba, zavedená z odporového děliče na výstupu operačního zesilovače přes Wienův můstek do neinverzního vstupu, určuje kmitočet výstupního sinusového napětí. Jeho amplitudu určuje záporná zpětná vazba, zavedená přes  $R_1$  do neinverzního vstupu. Stupeň této vazby se nastavuje automaticky (závisí na velikosti výstupního napětí), což zajišťuje účinnou stabilizaci výstupního signálu.

Obvod pro stabilizaci amplitudy pracuje podle následujícího popisu: velikost záporné zpětné vazby je dána poměrem odporu  $R_1$



Obr. 32. Střídavý milivoltmetr s velkým vstupním odporem

a odporu kanálu polem řízeného tranzistoru. Odpor polem řízeného tranzistoru je závislý na velikosti napětí na řídicí elektrodě. Je-li toto napětí (proti zemnicímu bodu) záporné (1 až 4 V), je odpor tranzistoru velký, zmenšuje-li se napětí k nule, zmenšuje se i odpor tranzistoru (ne však pod přibližně 300 až 400  $\Omega$ ). Bude-li zapojení v rovnováze a změní-li se z nějakého důvodu velikost výstupního napětí, bude se při záporných půlvlnách nabíjet kondenzátor (přes Zenerovu diodu, diodu  $D_1$  a odpor  $R_2$ ) na větší záporné napětí. Tím se ovšem zvětší odpor polem řízeného tranzistoru a proto i stupeň záporné zpětné vazby, čímž se zmenší výstupní napětí na správnou velikost.

Kmitočet výstupního napětí je dán součástkami  $R$  a  $C$  Wienova můstku podle rovnice

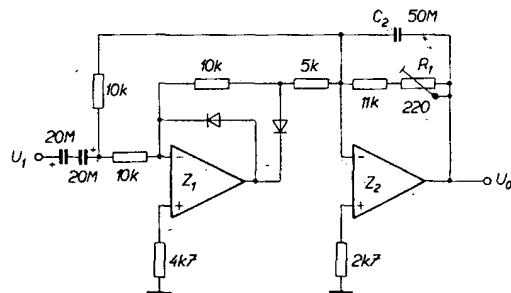
$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

V praxi je horní kmitočtová hranice dána dynamickými parametry použitého operačního zesilovače (pro MAA741 přibližně 10 kHz). Zdola je pásmo použitelnosti omezeno kapacitami kondenzátorů  $C$ , protože se s ohledem na působení vstupních proudů nedoporučuje volit odpory  $R$  větší než 100 k $\Omega$ . Dosáhnout velmi nízkých kmitočtů s kondenzátory únosné velikosti (např. s kapacitou 1  $\mu F$ ) umožňují operační zesilovače, vybavené na vstupech tranzistory řízenými polem. V takovém případě mohou být odpory  $R$  až řádu gigaohmů. Potom ovšem je nutno rovněž úměrně zvětšit časovou konstantu obvodu, zapojeného na řídicí elektrody stabilizačního tranzistoru, řízeného polem.

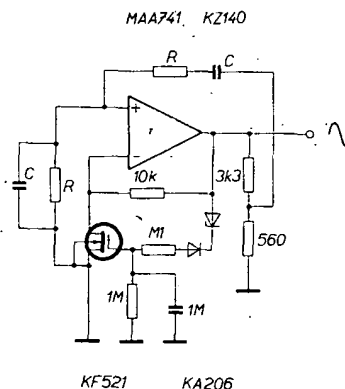
Amplituda výstupního napětí je závislá především na vlastnostech použité Zenerovy diody. Meziřvolové napětí na výstupu je zhruba dvojnásobkem součtu napětí na Zenerově diodě a na křemíkové diodě (která je s ní zapojena v sérii v propustném směru). V tomto případě je efektivní výstupní napětí přibližně 2,5 V. Stabilita amplitudy je do značné míry závislá na strmosti tranzistoru řízeného polem.

Další zapojení sinusového oscilátoru (podobné předchozímu) je na obr. 35. Jedná se opět o oscilátor s Wienovým můstkem, zkonstruovaný tak, aby na výstupu poskytoval efektivní sinusový signál přibližně 4 V o kmitočtu 10 Hz. Stabilizací polem řízený tranzistor je vázán střídavě, z hlediska stejnosměrných poměrů je zapojení velmi dobře vyvážené.

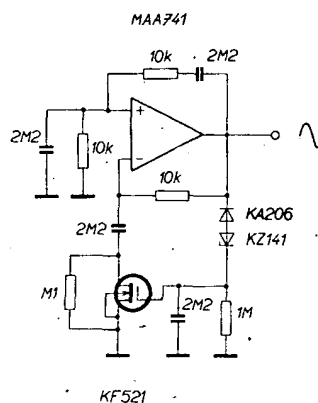
Na obr. 36 je zapojení oscilátoru 1 kHz s použitím zesilovače MAA501, které je navrženo tak, aby na stabilizačním tranzistoru řízeném polem bylo co nejmenší střídavé napětí. Amplitudu výstupního napětí lze nastavit odporovým trimrem  $R$ . Kmitočet oscilátoru lze změnit na žádaný změnou odporů  $R$  a kondenzátorů  $C$  na základě výpočtu ze stejné rovnice, jako byla uvedena u zapojení na obr. 34.



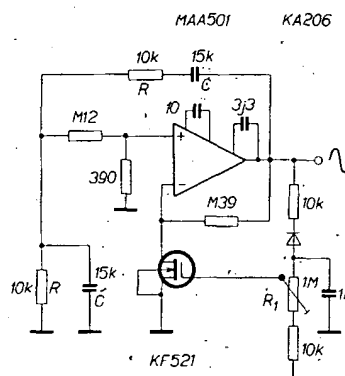
Obr. 33. Zapojení přesného lineárního usměrňovače (2 × MAA741, 2 × KA206)



Obr. 34. Sinusový oscilátor s Wienovým můstkem a se stabilizací amplitudy výstupního signálu



Obr. 35. Sinusový oscilátor 10 Hz (Wienův)



Obr. 36. Sinusový oscilátor 1 kHz

Následující zapojení, které vidíme na obr. 37, je rovněž oscilátor 1 kHz s Wienovým můstkem, lišící se od předchozích způsobem stabilizování amplitudy výstupního napětí.



Na rozdíl od předchozích se ke stabilizaci výstupního napětí využívá nelinearity charakteristik dvou antiparalelně zapojených křemíkových diod. Odporový trimr  $R$  slouží k nastavení takového pracovního stabilizačního obvodu, při němž je stabilizace nejúčinnější, zároveň se jím ovlivňuje velikost výstupního napětí.

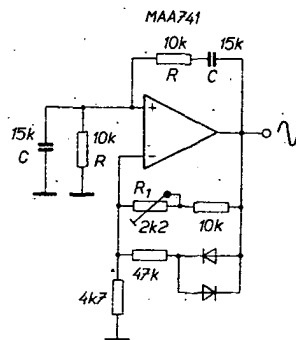
Zapojení dvoufázového oscilátoru na obr. 38 využívá ke stabilizaci amplitudy dvě diody KZZ71, zapojené v sérii proti sobě ve zpětné vazbě operačního zesilovače  $Z_2$ . Ostatní pasívní součástky (kromě odporu  $R_4$ ) určují přímo kmitočet výstupního napětí, proto věnujeme jejich kvalitě náležitou pozornost. Oscilátor nazýváme dvoufázový proto, že mezi napětím na výstupech zesilovačů  $Z_1$  a  $Z_2$  je fázový posuv  $90^\circ$ . Kmitočet oscilátoru s uvedenými součástkami je 1 kHz. Pro jiný kmitočet bude (za předpokladu, že platí  $R_1 C_1 = R_2 C_2$ ) možno hodnoty součástek vypočítat z rovnice.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 C_2 R_3 C_3}}$$

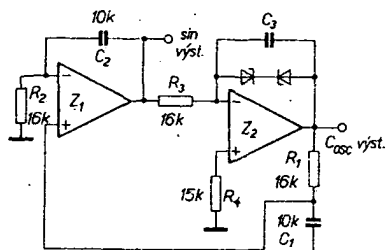
Zapojení oscilátorů, která jsme si dosud ukázali, se podobala tím, že se v obvodech pro stabilizaci amplitudy výstupního napětí používaly polovodičové součástky (buď se využívalo nelinearity charakteristik obyčejných nebo Zenerových diod, nebo možnosti řídit odpor kanálu tranzistoru řízeného polem).

Jiná vhodná (a často používaná) metoda stabilizace výstupního napětí sinusových oscilátorů spočívá ve využití součástek, jejichž odpor se mění, přiložíme-li na ně napětí různých velikostí. Typickými zástupci takových součástek jsou např. termistory, které při změně na ně přiloženého napětí mění svou teplotu (neboť se změni i procházející proud) a v důsledku toho se změni i jejich odpor, protože jsou vyrobeny z materiálu s velkým teplotním součinitelem. Aby bylo možno takové změny vyvolat signálem malé úrovně, musí mít tyto součástky velmi malou tepelnou kapacitu. Proto se používají termistory, které mají podobu malé perličky (rozměry jsou jen několik desetin milimetru), zavěšené na tenkých vlákních přívodech ve vyčerpané skleněné baňce. Prakticky dostupné jsou u nás zatím pouze termistory s negativním teplotním součinitelem, to znamená termistory, jejichž odpor se při zvyšování teploty zmenšuje a naopak. Je velká škoda, že obchody s elektrickými součástkami nejsou většinou pravidelně zásobovány širším sortimentem termistorů, ačkoli se v n. p. Pramet v Šumperku vyrábí poměrně značné množství typů.

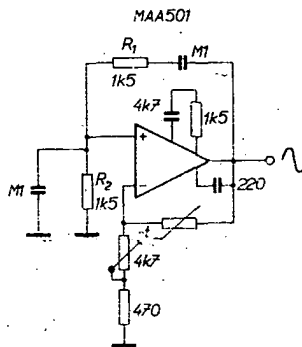
Jednoduché zapojení sinusového oscilátoru se stabilizací amplitudy termistorem představuje schéma na obr. 39. V zapojení s operačním zesilovačem MAA501 je opět kmitočet určujícím obvodem Wienův můstek, navržený pro kmitočet 1 kHz. Odpor termistoru při pokojové teplotě by měl být v rozmezí 1 až 10 kΩ, odporovým trimrem seřídíme amplitudu výstupního napětí podle požadavků, ale také s ohledem na vlastnosti termistoru. Správnou funkci stabilizačního termistoru poznáme kontrolou výstupního napětí osciloskopem v okamžiku připojení napájecího napětí. Výstupní napětí krátce zakmitá několika tlumenými kmity a v pracovním bodě pro termistor nejvhodnějším bude tento přechodový jev trvat nejkratší dobu. Uvedené zapojení oscilátoru lze snadno upravit na oscilátor přeladitelný, nahradíme-li odpory  $R_1$  a  $R_2$  dvojitým potenciometrem s dobrým souběhem.



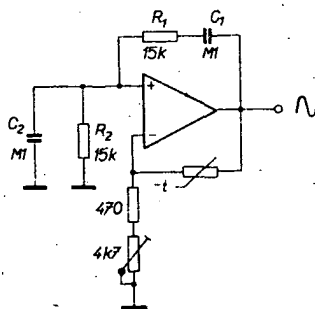
Obr. 37. Sinusový oscilátor 1000 Hz, stabilizace diodami KA206



Obr. 38. Dvoufázový oscilátor s MAA741



Obr. 39. Sinusový oscilátor se stabilizací amplitudy termistorem

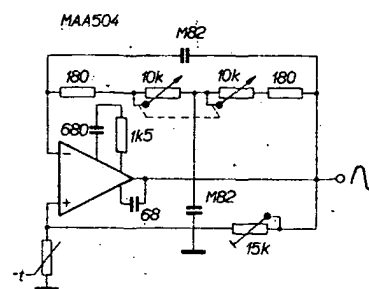


Obr. 40. Sinusový oscilátor 100 Hz s termistorem

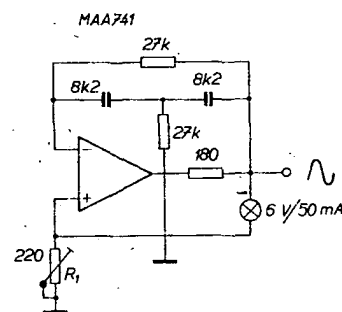
Podobné zapojení se zesilovačem MAA741 je na obr. 40. Kmitočet výstupního napětí (přibližně 100 Hz) určují součástky  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_2$  a  $C_2$ . Výhodou zapojení se zesilovačem MAA741 je především to, že může pracovat při napájecím napětí od  $\pm 4$  V do  $\pm 15$  V.

Přeladitelný oscilátor, u něhož je kmitočet výstupního napětí určen hodnotami součástek přemostěného článku T ve zpětné vazbě a amplituda stabilizována termistorem, je na obr. 41. Oscilátor lze přeladovat dvojitým potenciometrem v rozmezí od 20 Hz do 1 kHz, při připojení jiných kondenzátorů lze rozsah rozšířit až do kmitočtu asi 20 kHz.

Teprve u přeladitelných oscilátorů oceníme v plné míře dobře pracující stabilizační obvod, protože dochází ke značným změnám impedancí v záporné zpětné vazbě, které



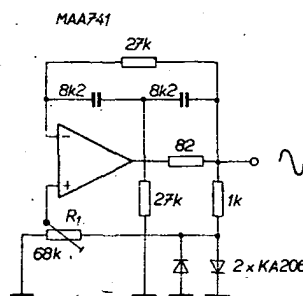
Obr. 41. Laditelný oscilátor s přemostěným článkem T



Obr. 42. Oscilátor s článkem T a se stabilizací amplitudy žárovkou

musí stabilizační obvod vyrovnat, jinak se amplituda výstupního napětí při přeladování mění. Pro uvedené zapojení je vhodný termistor s odporem kolem 10 kΩ.

Dalším prvkem, který je možné použít ke stabilizaci amplitudy výstupního napětí sinusových oscilátorů, jsou žárovky. U nich totiž můžeme rovněž pozorovat značnou změnu odporu vlákna v závislosti na přiloženém napětí (v důsledku ohřátí vlákna procházejícím proudem), ovšem teplotní koeficient je u žárovek vždy kladný. Pro náš účel jsou nejvhodnější žárovky s velmi malým proudem, v zahraničí existují typy s maximálním proudem kolem 10 mA při napětí kolem 10 V. Ze žárovek v tuzemsku běžně dostupných lze u obvodů s operačními zesilovači použít pouze žárovku 6 V/50 mA, která je právě na hranici použitelnosti. Sinusový oscilátor s použitím této žárovky je na obr. 42. Přemostěný článek T s uvedenými součástkami určuje kmitočet oscilátoru 700 Hz. Optimální pracovní bod oscilátoru nastavíme trimrem  $P_1$ . Efektivní výstupní napětí je přibližně 2 V. Na dalším schématu (obr. 43) uvádíme pro srovnání podobné zapojení oscilátoru, u něhož se stabilizační amplitudy výstupního napětí zajišťuje diodovým omezovačem. Efektivní výstupní napětí tohoto oscilátoru je přibližně 300 mV, kmitočet je pochopitelně stejný, jako v předchozím případě. Zapojíme-li místo diod dvě v sérii proti sobě pólované Zenerovy diody KZ141, bude efektivní výstupní napětí přibližně 3 V. Pracovní bod tohoto oscilátoru seřizujeme odporovým trimrem  $P_1$  za současné kontroly



Obr. 43. Oscilátor s článkem T a se stabilizací diodami



osciloskopem tak, abychom dosáhli co největšího nezkráceného výstupního napětí (bez ořezaných špiček).

Zapojení sinusového oscilátoru se žárovkou stabilizací amplitudy a Wienovým můstem obvyklého uspořádání je na obr. 14.

Schéma posledního ze sinusových oscilátorů (obr. 45) je velmi jednoduché. U tohoto oscilátoru můžeme měnit amplitudu výstupního napětí změnou poměru odporů  $R_1 : R_2$ . Kmitočet generovaného sinusového napětí vypočteme ze vztahu

$$f_0 = \frac{1}{R_1 C_1}$$

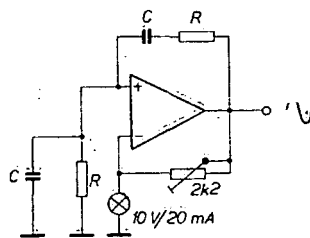
Z uvedené rovnice vyplývá snadná možnost přeladitelnosti změnou jediného odporu, takže odpadá nutnost použít dvojitého potenciometru. Použit lze MAA741.

#### Generátory napětí pravoúhlého a trojúhelníkovitého průběhu

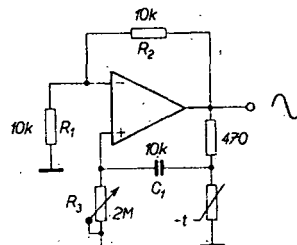
V předchozí kapitole jsme uvedli několik ukávek zapojení sinusových oscilátorů s operačními zesilovači, u nichž byl kmitočet výstupního napětí určen hodnotami součástek různých fázovacích článků RC ve zpětné vazbě.

Nyní si probereme několik typů zapojení, jejichž podstata činnosti spočívá v integraci napětí na kondenzátoru. Blokové schéma obvyklého uspořádání je na obr. 46. Protože integrační časová konstanta, integrované napětí i konečné napětí na integračním kondenzátoru jsou vždy určitým způsobem definovány, bude definována i doba kmitu a tedy i kmitočet oscilátoru, pracující na tomto principu. Protože v zásadě jde o integraci konstantního napětí, bude mít výstupní napětí v souřadných osách čas – napětí tvar přímky se směrnici  $k$  (v první polovině jednoho kmitu), případně  $-k$  (ve druhé polovině kmitu); říkáme, že generátor produkuje napětí trojúhelníkovitého průběhu. Abychom však dostali na výstupu integrátoru I napětí se směrnici, která má střídavě opačné znaménko, musíme integrovat napětí, které má sice stejnou velikost, ale střídavě se měnící polaritu (vůči společnému vodiči nulovým potenciálem). Polarita tohoto tzv. přepínacího referenčního zdroje  $R$  se mění vždy v okamžiku, kdy je na výstupu integrátoru špička napětí trojúhelníkovitého průběhu. To zajišťuje tzv. komparátor  $K$ , který se v okamžiku, kdy výstupní napětí trojúhelníkovitého průběhu dosáhne předepsané velikosti, překlopí a přepne zdroj referenčního napětí do opačné polarity. Je evidentní, že výstup zdroje referenčního napětí je zároveň výstupem napětí pravoúhlého průběhu celého generátoru. V literatuře se tato zapojení nazývají generátory funkcí. Typické zapojení generátoru funkcí s operačním zesilovačem je na obr. 47. Dříve, než si popíšeme jeho zapojení a princip činnosti, vysvětlíme si však funkci Schmittova klopného obvodu s operačním zesilovačem (obr. 48).

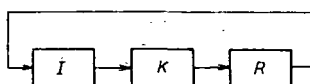
Výstup tohoto obvodu se v provozu stále nachází buďto v kladné nebo v záporné saturaci. Tento stabilní stav (je-li na neinvertujícím vstupu nulové napětí) je zajištěn kladnou zpětnou vazbou z výstupu do neinvertujícího vstupu. Bude-li v daném okamžiku výstupní napětí např. kladné polarity (v saturovaném stavu bývá při napájecím napětí +15 V na výstupu běžných monolitických operačních zesilovačů napětí 12 až 13 V), přeneseme se na neinvertující vstup výstupní napětí operačního zesilovače, zmenšené ve stejném poměru, jako je poměr  $R_2 : R_1$ . Toto kladné napětí bude udržovat výstup zesilovače v kladné saturaci. Budeme-li nyní na invertující vstup přivádět plynule se zvětšující kladné napětí, dostane se obvod nutně do stavu, kdy se napětí na obou vstupech vyrovnají a posléze bude invertující vstup kladnější



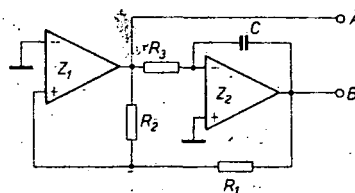
Obr. 44. Wienův oscilátor se stabilizací žárovkou



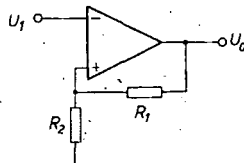
Obr. 45. Jednoduchý laditelný oscilátor



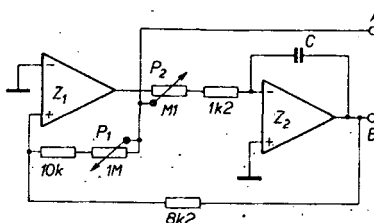
Obr. 46. Blokové schéma generátoru funkcí



Obr. 47. Základní zapojení generátoru funkcí



Obr. 48. Zapojení Schmittova klopného obvodu



Obr. 49. Zapojení generátoru s nastavitelným kmitočtem a amplitudou výstupního signálu

polarizován, než vstup neinvertující. V okamžiku, kdy bude invertující vstup jen nepatrně kladnější (zesilovač pracuje s plným ziskem), začne se napětí na výstupu zesilovače měnit směrem k saturačnímu napětí druhé polarity. Jakmile se však začne zmenšovat kladné napětí na výstupu zesilovače, musí se zmenšovat i napětí na neinvertující vstupu, což má za následek další zvětšení rozdílu napětí mezi vstupy zesilovače. Tento jev lavinovitě narůstá až do okamžiku, kdy se výstup zesilovače dostane do saturovaného stavu v záporné polaritě. Podobný pochod probíhá při přechodu zesilo-

vače ze záporné saturace do kladné, v tom případě však musíme na invertující vstup přivést záporné napětí.

Důležitým parametrem Schmittova klopného obvodu je tak zvaná hystereze, což je rozdíl napětí, při nichž přechází klopný obvod do jednoho saturačního stavu a zpět. Hysterezi Schmittova obvodu na obr. 48 vypočteme z rovnice

$$U_H = [(+U_{sat}) - (-U_{sat})] \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Z rovnice vidíme, že hysterezi Schmittova klopného obvodu můžeme snadno měnit změnou jediného odporu, čehož využíváme u funkčních generátorů k jednoduchému řízení amplitudy.

Vraťme se nyní k zapojení na obr. 47. Vzhledem k blokovému schématu na obr. 46 pracuje operační zesilovač  $Z_2$  jako integrátor a zesilovač  $Z_1$  jako komparátor a zároveň jako zdroj referenčního napětí. Jedno referenční napětí je  $+U_{sat}$ , druhé  $-U_{sat}$ . Z toho už je vidět, že se jedná o poměrně nedokonalé zapojení, protože saturační napětí operačních zesilovačů jsou zřídka kdy symetrická. Na výstupu zesilovače  $Z_1$  (bod A) je napětí pravoúhlého průběhu se střídou přibližně 1 : 1, jehož amplituda je rovna součtu saturačních napětí kladné a záporné polarity. Trojúhelníkový signál je na výstupu zesilovače  $Z_2$  (bod B). Jeho kmitočet, který je vždy stejný jako kmitočet pravoúhlého signálu, je závislý (při stejné amplitudě) na odporu  $R_3$  a kapacitě kondenzátoru  $C$ . Amplituda průběhu trojúhelníkovitého napětí je dána poměrem odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Bude-li např. saturační napětí zesilovače  $Z_1$  v obou polaritách 12 V, pak bude napětí trojúhelníkovitého průběhu (mezivrcholové napětí) na výstupu B:

$$U_B = \frac{24R_1}{R_2}$$

Praktické zapojení jednoduchého generátoru funkcí je na obr. 49. Činnost zapojení přesně odpovídá předchozímu výkladu, potenciometrem  $P_1$  řídíme velikost napětí trojúhelníkovitého průběhu na výstupu B v rozmezí asi od 0,2 do 20 V (mezivrcholové napětí). Potenciometrem  $P_2$  můžeme měnit kmitočet v poměru asi 1 : 100. Je si třeba uvědomit, že kmitočet výstupního napětí je závislý též na nastavení velikosti výstupního napětí a sice tak, že zmenšíme-li výstupní napětí např. na čtvrtinu, zvýší se (při stejném nastavení  $P_2$ ) kmitočet signálu obou průběhů čtyřikrát (rychlost změny napětí s časem se při změně výstupního napětí nemění).

Abychom dosáhli přesně symetrického výstupního napětí trojúhelníkovitého průběhu (to znamená, že střída pravoúhlého výstupního napětí je přesně 1 : 1), museli bychom komparátor osadit operačním zesilovačem vybraným tak, aby měl kladné i záporné saturační napětí stejné. To ovšem není solidní řešení. V praxi se tento problém řeší použitím symetrického omezovače. Zapojení funkčního generátoru, vybaveného omezovačem se dvěma Zenerovými diodami, je na obr. 50. Operační zesilovač  $Z_1$  pracuje jako komparátor s hysterezi, nastavitelnou potenciometrem  $P_1$  (nahrazuje odpory  $R_1$  a  $R_2$  z obr. 47 a řídí tedy velikost výstupního napětí). Potenciometr  $P_2$  řídí kmitočet generátoru. Protože i u Zenerových diod je problémem dosáhnout dokonalého párování, je do neinvertujícího vstupu integrátoru zapojen potenciometr (napájený z kladné i záporné větve napájecího napětí), jímž lze vyrovnat malý rozdíl v parametrech  $D_1$  a  $D_2$ .

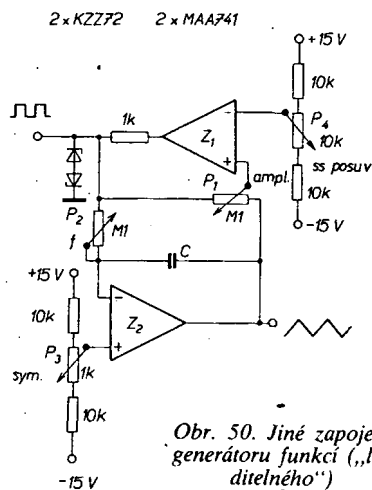
a nastavit přesně symetrický průběh výstupního trojúhelníkovitého signálu v bodě B. Signál pravouhlého průběhu můžeme odebrat buď z katody  $D_1$ , nebo přímo z výstupu zesilovače  $Z_1$ . Výstupní napětí trojúhelníkovitého průběhu můžeme potenciometrem  $P_4$  „posouvat“ na obě strany od nulové úrovně až o  $\pm 5$  V.

Nutností párovat Zenerovy diody se zbavíme využitím oboustranného omezovače se Zenerovou diodou, zapojenou do můstku z běžných usměrňovacích diod. Zapojení generátoru, využívající tohoto způsobu omezení výstupního napětí komparátoru, vidíme na obr. 51. Diodový můstek přepíná diodu podle okamžité polaritě na výstupu komparátoru tak, že při kladné polaritě vedou  $D_2$  a  $D_3$ , při záporné  $D_1$  a  $D_4$ , proto je Zenerova dioda vždy správně polarizována. Velikost (mezivrcholovou hodnotu) napětí trojúhelníkovitého průběhu lze seřídít přesně na 10 V odporovým trimrem  $P_3$ . Kmitočet výstupního signálu řídíme potenciometrem  $P_1$  v poměru 1 : 10, přesně se tento poměr nastaví odporovým trimrem  $P_2$ . Kmitočtový rozsah se hrubě nastavuje přepínáním kondenzátorů C.

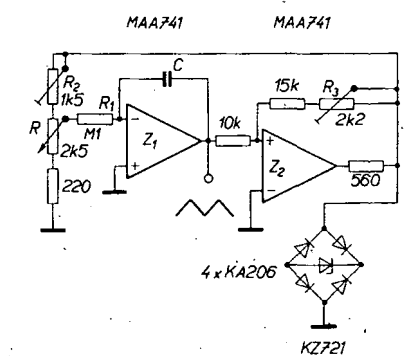
Velmi často se v praxi setkáváme s požadavkem na signál ve formě napětí pilovitého průběhu. Úprava zapojení generátoru, jehož schéma je na obr. 51, je velmi jednoduchá. Mezi výstup zesilovače  $Z_2$  (komparátoru) a invertující vstup zesilovače  $Z_1$  (integrátoru) zapojíme odpor asi 1,5 k $\Omega$ , v sérii s diodou KA206. Rozdělme si výstupní signál (jeden jeho kmit) na dvě části – vstoupnou a sestupnou. Díky přidanému obvodu bude vždy jedna z obou částí kmitu výstupního signálu (zda vstoupná či sestupná záleží na tom, jak bude přidaná dioda pólována) podstatně strmější a tedy i časově kratší než druhá (přibližně 200 $\times$ ). To má samozřejmě vliv i na kmitočet výstupního pilovitého napětí, který při stejné kapacitě kondenzátoru C bude přibližně dvojnásobný, než u napětí trojúhelníkovitého průběhu.

Poněkud odlišné zapojení generátoru napětí trojúhelníkového průběhu uvádíme jen pro zajímavost. Jeho schéma je na obr. 52. První dva zesilovače ( $Z_1$  a  $Z_2$ ) určují s pomocí přesného děliče ze stabilizovaného napájecího napětí rozkmit výstupního signálu (přesně 10 V mezi vrcholy). Výstupy obou zesilovačů řídí přes spínací diody integrátor (operační zesilovač  $Z_3$ ). Obvod vyniká především výbornou linearitou, symetrií a amplitudovou stabilitou.

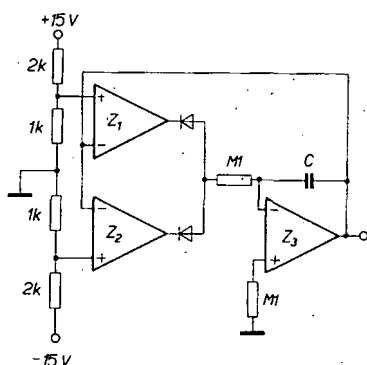
Podíváme-li se znovu na obr. 51, vidíme, že kmitočet uvedeného funkčního generátoru se vlastně řídí napětím, které ovšem musí stále (během každého cyklu) měnit polaritu. To je důvod, proč se toto řídicí napětí odebrá (po omezení na definovanou amplitudu) z komparátoru. Těhož výsledku dosáhneme, budeme-li kmitočet generátoru řídit vně přivedeným napětím, u něhož budeme (komparátorem a ještě dalšími obvody) měnit polaritu. Zde pomůže obvod, nakreslený na obr. 53. Jeho činnost je velmi jednoduchá. Je-li spínač S sepnut, chová se zapojení jako obyčejný invertor. Neinvertující vstup je uzemněn přes odpor  $R_3$ , zdroj signálu  $U_i$  je zatěžován paralelní kombinací odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Výstupní napětí  $U_0 = -U_i$ . Bude-li však spínač S rozpojen, pak bude napětí  $U_i$  také na neinvertujícím vstupu (protože do vstupu operačního zesilovače neteče žádný proud a proto na  $R_2$  a  $R_3$  nevzniká úbytek napětí). V tom případě však musí být  $U_i$  také na invertujícím vstupu (mezi vstupy operačního zesilovače je nulový rozdíl napětí). To znamená, že ani odpory  $R_1$  neteče proud, a proto i na výstupu operačního zesilovače



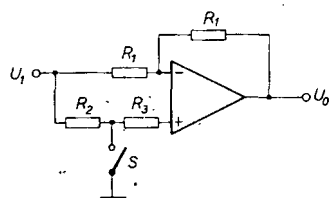
Obr. 50. Jiné zapojení generátoru funkcí („laditelného“)



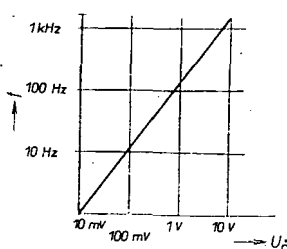
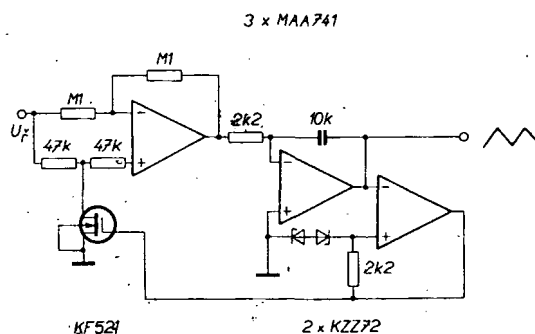
Obr. 51. Generátor se stabilizací diodovým můstkem



Obr. 52. Zdroj přesného napětí trojúhelníkovitého průběhu



Obr. 53. Obvod s přenosem jedna



Obr. 55. Převodní charakteristika obvodu z Obr. 54

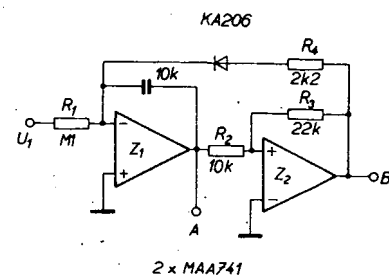
bude napětí  $U_0 = U_i$ . V praxi se volí přibližně  $R_2 = R_3$  a  $R_2 + R_3 = R_1$ .

Nyní pohledme na obr. 54, představující zapojení generátoru funkcí, jehož kmitočet řídíme napětím  $U_i$ . Záleží-li na linearitě převodu  $U_f : f_{\text{výst.}}$ , je třeba, aby měl zdroj napětí  $U_i$  malou impedanci (nejlépe výstup operačního zesilovače). Komparátor (vybavený opět bipolárním omezovačem) řídí svým výstupem řídicí elektrodu řízeného tranzistoru, který nahrazuje spínač S z obr. 53. V praxi může zapojení sloužit nejen jako generátor, laditelný napětím, ale také jako převodník napětí-kmitočet. Přenosová funkce je pro názornost graficky znázorněna na obr. 55.

Velmi jednoduché zapojení převodníku napětí-kmitočet je na obr. 56. Kladné vstupní napětí  $U_i$  se přivádí přes  $R_1$  na invertující vstup  $Z_1$ , který pracuje jako integrátor. Při integraci vstupního napětí je na výstupu komparátoru (zesilovače  $Z_2$ ) kladné saturační napětí  $+U_{\text{sat}}$  a dioda  $D_1$  nevede. Na výstupu integrátoru se (rychlostí, úměrnou vstupnímu napětí) zvětšuje záporné napětí. V okamžiku, kdy toto napětí dosáhne

velikosti  $-\frac{R_2}{R_3} (+U_{\text{sat}})$  (tj. přibližně  $-6$  V), komparátor se překlápá a na jeho výstupu se objeví záporné saturační napětí  $-U_{\text{sat}}$ .

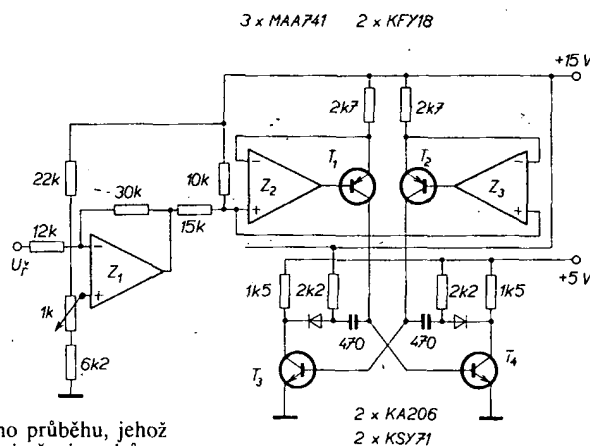
V tomto okamžiku ovšem dioda  $D_1$  povede, a protože se nyní integruje poměrně velké napětí přes  $R_1$  (poměrně malý odpor vůči odporu  $R_2$ ), napětí na výstupu integrátoru přechází směrem ke kladnému saturačnímu napětí. Toho však nedosáhne, neboť v okamžiku, kdy na výstupu  $Z_1$  bude napětí  $-\frac{R_2}{R_3} (-U_{\text{sat}})$ , komparátor se překlápá zpět do stavu, kdy na jeho výstupu bude  $+U_{\text{sat}}$ , dioda  $D_1$  se uzavře a dochází znovu k integraci vstupního napětí  $U_i$ . Na výstupu komparátoru lze osciloskopem nalézt napětí, které má tvar úzkých záporných impulsů, jejich šířka je několik set mikrosekund a opakovací doba nepřímo úměrná vstupnímu napětí  $U_i$  (kmitočet je tedy přímo úměrný vstupnímu napětí). Na výstupu integrátoru



Obr. 56. Převodník napětí – kmitočet

Obr. 54. Generátor laděný napětím

Obr. 57. Převodník napětí – kmitočet s tranzistorovým multivibrátorem



obdržíme napětí pilovitého průběhu, jehož kmitočet je stejný jako kmitočet impulsů na výstupu komparátoru. Rozkmit pilovitého napětí (mezivrcholová velikost) je přibližně 12 V.

Odchylka převodního součinitele od součinitele při ideálně lineární charakteristice je způsobena především nenulovou dobou vratné části cyklu, kdy se integruje napětí z výstupu komparátoru. Poměr doby  $T_2$  vratného cyklu k době trvání  $T_1$  integrace vstupního napětí určuje přibližně chybu, s jakou bude při daném vstupním napětí převodník pracovat. Protože doba  $T_2$  je konstantní (integruje se vždy stejné napětí), bude odchylka od linearity tím větší, čím menší bude  $T_1$ , tedy čím větší bude vstupní napětí. Kvalitní převodníky napětí-kmitočet využívají proto speciálních rychlých operačních zesilovačů a kromě toho často obsahují různé korekční obvody k linearizaci charakteristiky.

Velmi často se pro méně náročné požadavky používá jako převodník napětí-kmitočet obyčejný tranzistorový multivibrátor, u něhož se proud do báze řídí z proudových zdrojů, ovládaných právě vstupním napětím. Největší chyby do tohoto typu zapojení zanášejí právě nelinearity tranzistorů, které mají plnit funkci proudových zdrojů, řízených napětím. Zapojení převodníku, jehož schéma je na obr. 57, řeší uvedené nedostatky „linearizací“ přechodů báze-emitor tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  (proudových zdrojů) jejich zapojením do zpětné vazby operačních zesilovačů. Výsledkem je linearita řádu přibližně 0,1 % v rozsahu vstupního napětí  $U_1$  od 1 mV do 10 V. Výstupní signál pravouhlého průběhu se odebrá z kolektoru  $T_3$  nebo  $T_4$  v úrovni vhodné pro zpracování číslicovými integrovanými obvody TTL. Převodní konstanta je přibližně 100 kHz na 1 V.

Velmi dobrou linearitu (přibližně 0,1 %) má též převodník, jehož schéma zapojení je na obr. 58. Vstupnímu napětí v rozsahu 0 až 10 V odpovídá kmitočet výstupního napětí 0 až 10 kHz. Tajemství dobré linearity spočívá v principu činnosti, který je odlišný od principu, na němž je založena funkce například obvodu na obr. 56. V tomto zapojení se integruje vstupní napětí nepetržitě, takže napětí na výstupu integrátoru nemá pilovitý, ale trojúhelníkový tvar. Směr integrace se řídí spínačem (tranzistor  $T_1$ ), ovládaným výstupem komparátoru s hysteresí (operač-

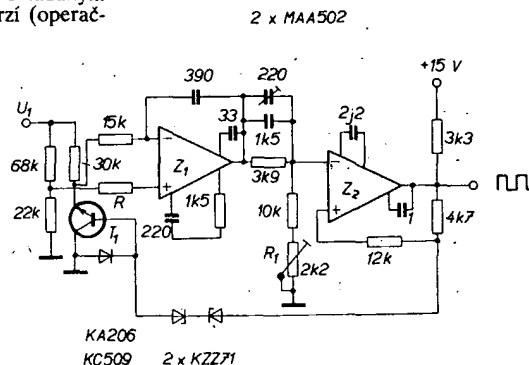
ní zesilovač  $Z_2$ ). Hysterezi lze v určitých mezích měnit odporovým trimrem  $P_1$ , což je zároveň prvek převodního součinitele na 1 kHz na 1 V. Linearitu lze seřadit úpravou kapacity kondenzátoru  $C_1$ . Odpor  $R_4$  slouží k vyrovnání vlivu vstupních proudů zesilovače  $Z_1$ . Nastavuje se tak, aby při vstupním napětí 10 mV mělo napětí na výstupu integrátoru tvar symetrického (rovnoramenného) trojúhelníku, čili aby střída pravouhlých impulsů na výstupu komparátoru byla přesně 1 : 1. Zapojení tohoto převodníku (princip byl publikován v zahraniční literatuře) opracovali a upravili pro použití československých součástek pracovníci Výzkumného ústavu matematických strojů v Praze.

#### Aktivní filtry

Problematika aktivních filtrů tvoří dnes již samostatnou a velmi rozsáhlou část nauky o technice operačních zesilovačů. K tomu je třeba podotknout, že je to část po teoretické stránce značně obtížná. K jejímu zvládnutí je potřebný rozsáhlý matematický aparát a někdy i moderní výpočetní technika. Z hlediska amatérské elektroniky bude užitečnější, uvedeme-li si několik ukávek praktických zapojení různých druhů filtrů, s nimiž se v praxi nejčastěji setkáváme, a které by mohly být čtenářům užitečné.

Jak už z názvu vyplývá, slouží aktivní filtry k úpravě elektrických signálů, která spočívá v jejich filtraci (tedy v určitém výběru), přičemž určujícím faktorem výběru je kmitočet (lépe řečeno časová změna velikosti napětí). Přenosová funkce filtru může mít v tomto smyslu zcela obecný průběh a speciální případy použití kladou někdy na přenosovou charakteristiku požadavky velmi přísné. Přídomek „aktivní“ dostala do svého názvu tato skupina filtrů proto, že obsahují ve svém zapojení aktivní prvek (operační zesilovač), který díky svému zesílení kryje ztráty v útlumových článcích a vyrovnává jejich charakteristiky do téměř ideálních průběhů.

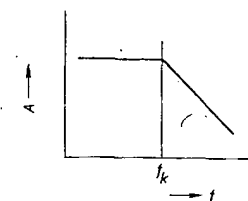
V této kapitole se soustředíme na čtyři hlavní skupiny aktivních filtrů, které pokrý-



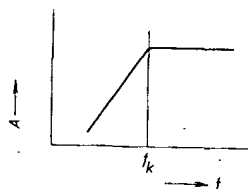
Obr. 58. Ultralinearní převodník napětí – kmitočet

vají naprostou většinu požadavků, které se v běžné elektronické praxi vyskytují. Představíme si je nejdříve podle jejich přenosových charakteristik. Na obr. 59 je přenosová charakteristika tzv. *dolní propusti*. Na vodorovné ose je vyneseno stejnosměrné napětí, na svislou osu vynášíme relativní zisk. Filtr s takovouto kmitočtovou charakteristikou přenáší signály od nulového kmitočtu (stejněměrné napětí) až do kmitočtu kritického ( $f_k$ ) se stejným zesílením (teoreticky – prakticky je na kmitočtu  $f_k$  už určitý pokles zisku). Signály s vyšším kmitočtem než  $f_k$  jsou aktivním filtrem přenášeny s poklesem relativního zisku (relativním útlumem), který je tím větší, čím více je kmitočet signálu vzdálen od kmitočtu  $f_k$ . Strmost poklesu kmitočtové charakteristiky v oblasti nad kmitočtem  $f_k$  závisí na druhu a složitosti zapojení aktivního filtru.

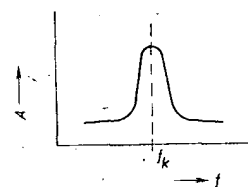
Přenosová charakteristika aktivního filtru typu *horní propust* je na obr. 60. Z tvaru



Obr. 59. Charakteristika filtru typu dolní propust



Obr. 60. Charakteristika filtru typu horní propust

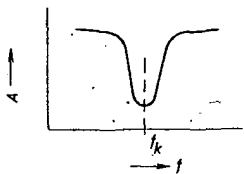


Obr. 61. Charakteristika filtru typu pásmová propust

přenosové charakteristiky snadno odvodíme závěry (do jisté míry analogické závěrům, plynoucím z obr. 59), vystihující chování takového obvodu vůči signálům kmitočtové spektra.

Poněkud odlišné vlastnosti má aktivní filtr s přenosovou charakteristikou podle obr. 61. Tento filtr – *pásmová propust* – přenáší s určitým ziskem pouze signály, ležící v oblasti kolem kritického kmitočtu  $f_k$ , relativní zisk klesá u kmitočtů, ležících jak pod, tak i nad tímto kmitočtem. Místo strmosti kmitočtové charakteristiky v pásmu útlumu se u těchto filtrů udává buďto údaj  $B$ , což je šířka pásma, v němž se relativní zisk nezmenší více než o 3 dB, nebo tzv. čísel jakosti  $Q$ , který můžeme získat jako výsledek poměru  $f_k : B$ .

Protěžšek aktivního filtru – pásmové propusti je tzv. *pásmová zádrž*, která má přenosovou charakteristiku podle obr. 62. Jak je vidět, jde opět o analogii předchozího případu, zisk obvodu je konstantní pro signály všech kmitočtů kromě těch, které leží v ob-



Obr. 62. Charakteristika filtru typu pásmová zadrž

lasti kolem  $f_k$ . U signálů s kmitočtem blízkých  $f_k$  je relativní zisk menší a nejmenší je právě na  $f_k$ .

Zmínili jsme se již o tom, že aktivní filtry slouží k úpravě elektrických signálů, která spočívá v tom, že signály určité části spektra se záměrně potlačí. Nejčastější důvod, který nás k tomuto opatření vede, spočívá v tom, že z funkčních důvodů potřebujeme ze zpracovávaného signálu oddělit nežádoucí rušivé signály (zvětšit jejich odstup od užitečného signálu) a tím zlepšit jeho kvalitu. Typ filtru a jeho vlastnosti v praxi volíme podle toho, jaký charakter (posuzováno podle kmitočtového hlediska) má jak signál užitečný, tak i signály rušivé, abychom dosáhli co největšího rozdílu v kvalitě signálů před filtrem a za ním.

Připomínáme ještě, že uváděné nákresy přenosových charakteristik základních typů filtrů jsou idealizované a nerespektují reálné vlastnosti použitých zesilovačů a ostatních součástek. V dalším se zaměříme na typická použití aktivních filtrů jednotlivých skupin s praktickými ukázkami osvědčených zapojení.

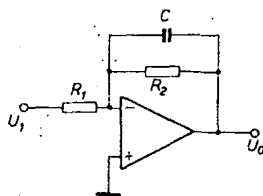
#### Aktivní filtry typu dolní propust

Tento druh filtru se nejčastěji používá tehdy, zpracováváme-li signál, ležící ve spodní části kmitočtového spektra (případně signál stejnosměrný). Při výběru vhodného filtru se nejčastěji řídíme pravidlem, podle něhož má být jeho kritický kmitočet  $f_k$  o něco vyšší, než je nejvyšší kmitočet, který se může vyskytnout u přenášeného signálu. Pokud jde o přenos signálu stejnosměrného, pak je rozhodující, jak rychle se mění a jak věrně je třeba tyto změny přenášet. Dolní propusti se tedy používají, je-li užitečný signál infikován signály, jejichž kmitočty jsou ve vyšší části spektra. Stejnosměrné signály bývají často zamořeny produkty neodrušených kontaktů spínačů všeho druhu (relé, stykače, komutátorové motory atd.), které mají charakter náhodných impulsů různé polarity a amplitudy, případně širokopásmovým šumovým signálem. Signály akustických kmitočtů zase často obsahují rušivá šumová napětí, pocházející z různých elektroakustických měničů, magnetofonových pásek, gramofonových desek nebo i ze vstupních obvodů zesilovačů, zpracovávajících signály velmi nízké úrovně. Známým jevem je rovněž vznik různých zážnějů (ležících někdy nad oblastí slyšitelných kmitočtů), které mohou vznikat např. směřováním pilotního signálu (při příjmu stereofonního rozhlasu) s produkty předmagnetizačního oscilátoru magnetofonu.

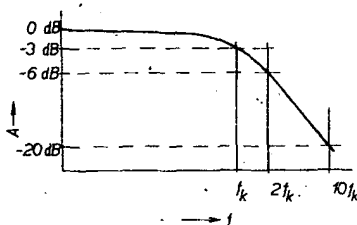
Nejjednodušší dolní propust vytvoříme, připojíme-li paralelně ke zpětnovazebnímu odporu  $R_2$  operačního zesilovače (zapojeného jako invertující zesilovač napětí) kondenzátor tak, jak je vidět na obr. 63. Kondenzátor působí v okolí kritického kmitočtu

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

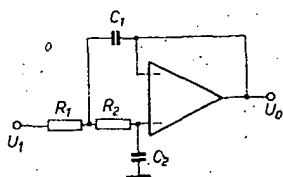
zakřivení kmitočtové charakteristiky, která v další části má sklon 6 dB na oktávu, tedy 20 dB na dekádu (viz obr. 64). Díky tomu, že se v okolí kritického kmitočtu plynule mění směrnice kmitočtové charakte-



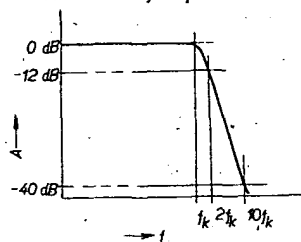
Obr. 63. Aktivní filtr prvního řádu



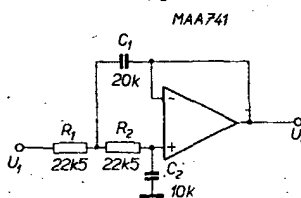
Obr. 64. Charakteristika filtru z obr. 63



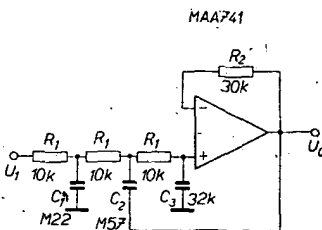
Obr. 65. Aktivní filtr prvního řádu



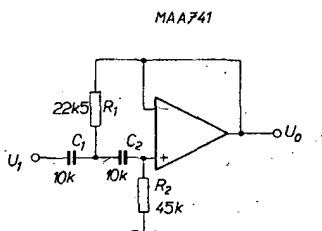
Obr. 66. Charakteristika filtru druhého řádu



Obr. 67. Aktivní filtr - dolní propust - druhého řádu



Obr. 68. Aktivní filtr - dolní propust - třetího řádu



Obr. 69. Aktivní filtr - horní propust - druhého řádu

ristiky, bude na kmitočtu  $f_k$  již útlum 3 dB. Popisované zapojení nazýváme filtrem prvního řádu. Abychom dosáhli většího filtračního účinku, musíme použít filtry se strmějším poklesem kmitočtové charakteristiky nad kritickým kmitočtem. Takové vlastnosti mají filtry vyšších řádů.

Zapojení aktivního filtru - dolní propusti druhého řádu je na obr. 65. Strmost kmitočtové charakteristiky (sklon) v oblasti potlačení (nad kmitočtem  $f_k$ ) dosahuje 12 dB na oktávu, tj. 40 dB na dekádu (obr. 66). Napěťový přenos v oblasti pod  $f_k$  je jednotkový. Filtry vyšších řádů kladou značné požadavky na přesnost použitých (výpočet stanovených) součástek, požadovaná přesnost je tím větší, čím vyšší je řád filtru.

Praktické zapojení aktivního filtru - dolní propusti druhého řádu je na obr. 67. Hodnoty součástek jsou navrženy pro kritický kmitočet  $f_k = 500$  Hz. Filtr pro jiný kmitočet lze navrhnout podle rovnice

$$f_k = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

za předpokladu, že platí  $R_1 = R_2$  a  $C_1 = 2C_2$ .

Další zapojení aktivního filtru - dolní propusti, tentokrát třetího řádu, je na obr. 68. Sklon kmitočtové charakteristiky v oblasti potlačení (tedy nad kmitočtem  $f_k$ ) je 60 dB na dekádu, tj. 18 dB na oktávu. V propustné části charakteristiky (od nulového kmitočtu do kmitočtu  $f_k$ ) má tento filtr jednotkový kladný přenos. Pro zapojení s uvedenými součástkami je kritický kmitočet filtru 100 Hz. Kapacity kondenzátorů pro předem zadaný jiný kritický kmitočet můžeme vypočítat ze vztahů

$$C_1 = \frac{1,39}{2\pi f_k R_1}, C_2 = \frac{3,54}{2\pi f_k R_1}, C_3 = \frac{0,202}{2\pi f_k R_1},$$

je-li  $R_2 = 3R_1$ .

S tímto filtrem můžeme velmi zlepšit kvalitu stejnosměrných signálů, v tom případě je vhodné volit nižší kritický kmitočet. Pokud bychom však při přepočtu vyšli ze stejných odporů  $R_1$ , budou pro  $f_k$  např. 1 Hz kapacity kondenzátorů  $C_1$ ,  $C_2$  a  $C_3$  desítky mikrofaradů. Takové kondenzátory jsou však v kvalitním provedení těžko dostupné (použití elektrolytických kondenzátorů vůbec nepřichází v úvahu) a navíc značně rozměrné. Bude proto účelné změnit i odpory  $R_1$  (a tedy i  $R_2$ ). Přitom však musíme brát v úvahu vliv vstupních proudů použitého operačního zesilovače, který nás nutí k tomu, aby odpory byly co nejmenší. (Údaje uvedené na obr. 68 jsou pro běžné typy operačních zesilovačů optimální). Východiskem z této situace je použít operační zesilovače, vybavené na vstupech polem řízenými tranzistry. Potom můžeme použít odpory až o tři řády větší a kondenzátory budou mít přijatelnou kapacitu. K realizaci filtru se správným průběhem kmitočtové charakteristiky je třeba dodržet hodnoty všech součástek s přesností přibližně na 1 %.

#### Aktivní filtry typu horní propust

Tento druh aktivních filtrů má v praxi poněkud menší uplatnění. Jako příklad jeho využití by snad bylo možno jmenovat tzv. hlukové filtry u nf zesilovačů, kde slouží k potlačení signálů s kmitočty pod 100 Hz, které se někdy projeví v signálu z gramofonové přenosky jako produkt nekvalitní mechanické části gramofonového přístroje.

Uvedeme si rovnou praktické zapojení filtru - horní propusti druhého řádu (obr. 69), které je vlastně protějškem zapojení k filtru, jehož schéma je na obr. 65. Kritický kmitočet filtru je 500 Hz, v oblasti nad tímto kmitočtem je zesílení jednotkové. Pod  $f_k$  klesá kmitočtová charakteristika se strmostí

40 dB na dekádu, takže např. signálové napětí s kmitočtem 50 Hz je již dvacetinásobně potlačeno (viz obr. 70). Platí-li pro použité součástky  $C_1 = C_2$  a  $R_2 = 2R_1$ , můžeme pro přepočet zapojení filtru na jiný kritický kmitočet použít rovnici

$$f_k = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

Aktivní filtry typu *pásmová propust*

Tento druh filtrů tvoří pravděpodobně nejpočetnější skupinu, neboť praxe jim dává nejvíce příležitosti k uplatnění. Je možné použít je všude tam, kde potřebujeme přenést signál jednoho kmitočtu. Při použití aktivní pásmové propusti jsou potlačeny všechny signály, jejichž kmitočet se liší od kritického kmitočtu, na němž má obvod maximální zisk (minimální útlum). Výsledkem toho je významné zvětšení odstupu rušivých signálů, což může někdy umožnit zpracování signálu, který je zamořen nežádoucími signály do té míry, že nebyl za běžných okolností (bez filtrace) použitelný.

Příklad základního zapojení aktivního filtru – pásmové propusti druhého řádu je na obr. 71. Bude-li platit, že  $C_1 = C_2 = C$ , pak můžeme vypočítat kritický kmitočet  $f_k$  z rovnice

$$f_k = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

Útlumová charakteristika připomíná charakteristiku laděného obvodu LC (obr. 72). Rozdíl kmitočtů, na nichž má útlumová charakteristika pásmové propusti pokles proti maximu 3 dB, udává šířku pásma. Můžeme ji změřit, ale i předem vypočítat ze vztahu

$$B = \frac{1}{\pi C R_3}$$

Podobně jako laděný obvod LC můžeme i aktivní pásmovou propust charakterizovat činitelem jakosti  $Q$ , což je poměr kritického kmitočtu k šířce pásma, tedy

$$Q = \frac{f_k}{B}$$

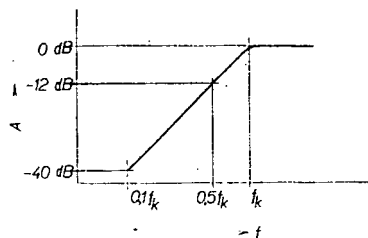
Uvedme si nyní několik ukávek praktických zapojení aktivních pásmových propustí, využitelných především v přístrojové technice. Na obr. 73 je schéma aktivní pásmové propusti, určené pro přenos signálu s kmitočtem 160 Hz. Napětové zesílení na tomto kmitočtu je 50. Šířka pásma pro pokles 3 dB je 16 Hz (čili činitel jakosti  $Q$  je roven 10). Zdroj signálového napětí  $U_1$  musí mít malou impedanci nebo se musí podle jeho impedance korigovat odpor  $R_1$ . Pro zajištění uvedených parametrů je třeba dodržet hodnoty součástek v toleranci maximálně 5 %.

Podobný filtr – aktivní pásmová propust – naladěný na kmitočet 1 kHz je na obr. 74. Napětový zisk obvodu na kritickém kmitočtu je 20 dB, činitel jakosti je 10, čili šířka pásma je 100 Hz. Zapojení filtru s velkým činitelem jakosti ( $Q = 48$ ) je na obr. 75. Kritický kmitočet filtru vypočteme ze vztahu

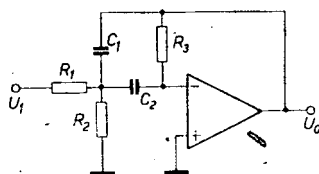
$$f_k = \frac{1}{2\pi RC}$$

pro  $R = 27 \text{ k}\Omega$  a  $C = 6 \text{ nF}$  je  $f_k = 980 \text{ Hz}$ .

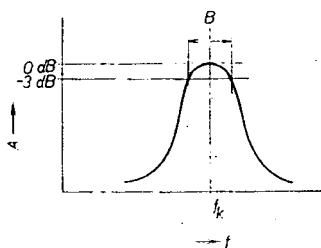
Aktivní filtr s dvojitým článkem T ve zpětné vazbě operačního zesilovače (obr. 76) pracuje jako pásmová propust na kmitočtu 1200 Hz, filtr má na tomto kmitočtu napětové zesílení asi 40. Odpor  $R$  je  $2,7 \text{ k}\Omega$  a kondenzátor  $C$  má kapacitu  $50 \text{ nF}$ . Zisk se zmenší na jednotkovou velikost na kmitočtu 50 Hz a  $2,5 \text{ kHz}$ .



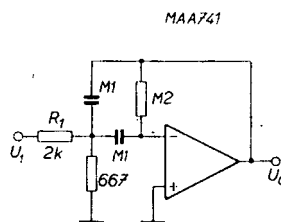
Obr. 70. Charakteristika filtru z obr. 69



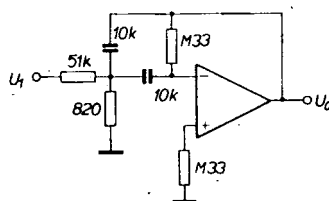
Obr. 71. Aktivní pásmová propust



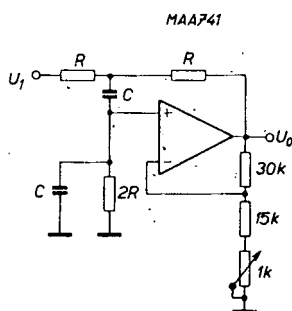
Obr. 72. Charakteristika filtru z obr. 71



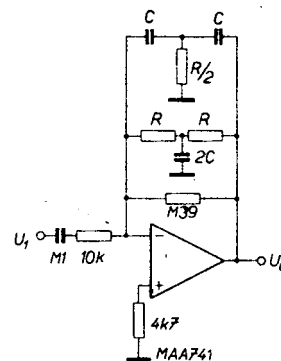
Obr. 73. Aktivní pásmová propust pro kmitočet 160 Hz



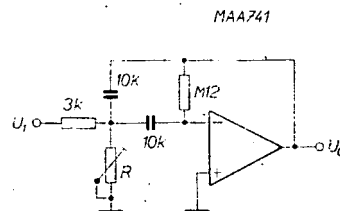
Obr. 74. Aktivní pásmová propust pro kmitočet 1 kHz



Obr. 75. Aktivní pásmová propust s proměnnou jakostí  $Q$

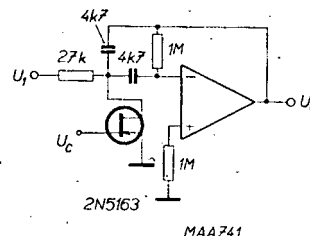


Obr. 76. Aktivní pásmová propust s dvojitým článkem T



Obr. 77. Laditelná aktivní pásmová propust

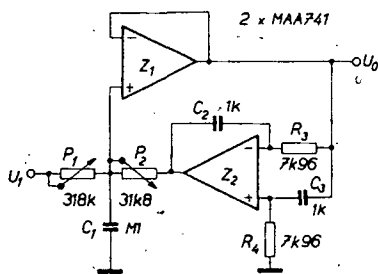
Dosud jsme probírali aktivní pásmové propusti pouze takové, které byly naladěny na pevný kmitočet. Obr. 77 představuje zapojení aktivního filtru – pásmové propusti, u níž můžeme kritický kmitočet měnit (přeladovat filtr) změnou jediného odporu  $R$ . Bude-li se tento odpor měnit v rozmezí od  $1100 \Omega$  do  $406 \Omega$ , má to za následek posuv kritického kmitočtu filtru v rozmezí od 1,6 kHz do 2,4 kHz. Napětový zisk (přibližně 26 dB) přitom zůstává konstantní. Propustná šířka pásma  $B$  zůstává při přeladování rovněž konstantní, je 260 Hz. To ovšem znamená, že se musí měnit poměr mezi kritickým kmitočtem a šířkou pásma, čili že se při přeladování mění činitel jakosti filtru  $Q$ . U filtru, jehož schéma zapojení je na obr. 78, je možno změnou napětí na řídicí elektrodě polem řízeného tranzistoru měnit odpor jeho kanálu a tím měnit i kritický kmitočet filtru od 200 Hz do 3200 Hz, aniž by se měnila šířka pásma nebo přenosový zisk. Ladicí napětí se pohybuje od nuly (nejvyšší kmitočet). Šířka propustného pásma pro útlum menší než 3 dB je 80 Hz, změna činitele jakosti  $Q$  probíhá v rozmezí od 2,5 (při kmitočtu  $f_k = 200 \text{ Hz}$ ) do 40 (při



Obr. 78. Pásmová propust laditelná napětím

$f_k = 3,2 \text{ kHz}$ ). Při náhradě přechodového polem řízeného tranzistoru 2N5163 zahraniční výrobou našim MOS KF521 dojde patrně jen k mírnému omezení dosažitelného horního kritického kmitočtu.

Schéma zapojení aktivní pásmové propusti na obr. 79 se dvěma operačními zesilovači



Obr. 79. Obvod s odděleným řízením kmitočtu a šířky pásma

MAA741 představuje filtr, u něhož můžeme nezávislými prvky nastavovat zvlášť kritický kmitočet a zvlášť šířku propustného pásma. Kmitočet lze nastavit v rozmezí od 1 kHz do 10 kHz změnou odporu potenciometru  $R_2$ . Potenciometrem  $R_1$  měníme šířku pásma tak, že se činitel jakosti  $Q$  mění od 2 do 200. Jsou-li oba potenciometry nastaveny na maximum, pak má filtr šířku pásma 5 Hz na kmitočtu 1 kHz. Pro výpočet kritického kmitočtu platí vztah

$$f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

bude-li  $R_1 = R'_1$  a  $C_3 = C_2$ .

Šířku pásma, v němž dochází k poklesu zisku menšímu než 3 dB vypočteme z rovnice

$$B = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Uvedený typ filtru je vhodný ke zpracování napětí, jehož rozkmit (mezivrcholová velikost) nepřesáhne 1 V.

Zapojení laditelného filtru – aktivní pásmové propusti, u níž zůstává při přeladování konstantní poměr kritického kmitočtu k šířce pásma (tedy konstantní činitel jakosti  $Q$ ) je na obr. 80. Dvojitým potenciometrem lze filtr přeladovat v rozmezí od 150 do 1500 Hz, přičemž činitel jakosti se od 30 neodchýlí více než o 5 %. Pro horní mezní polohu potenciometrů (běžce jsou na konci, spojeném s výstupem předchozího zesilovače) platí následující vztahy. Kritický kmitočet vypočteme z rovnice

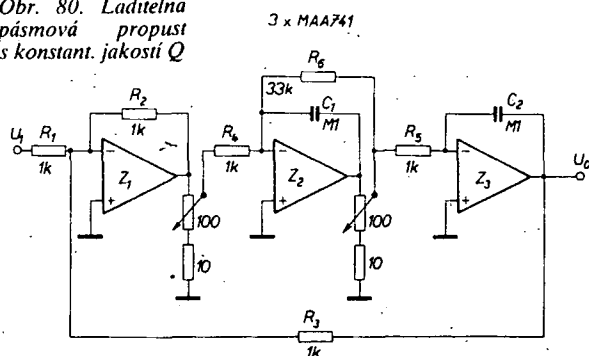
$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

platí-li  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5$  a  $C_1 = C_2$ . Šířka pásma se řídí vztahem

$$B = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

Jako poslední si ze skupiny aktivních pásmových propustí probereme filtr, který se auto-

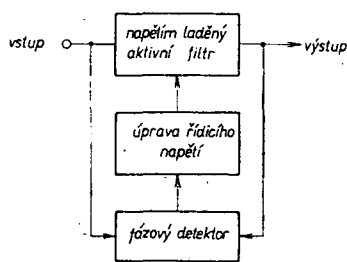
Obr. 80. Laditelná pásmová propust s konstantní jakostí  $Q$



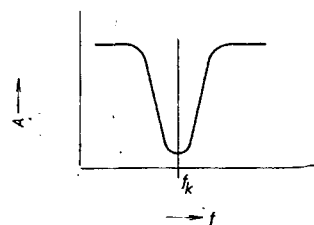
matically přeladuje podle kmitočtu signálu přivedeného na jeho vstup. Princip činnosti si objasníme podle zjednodušeného obr. 81. Přivádíme-li na vstup aktivního filtru-pásmové propusti signál  $U_1$  o kmitočtu, který je přesně shodný s kritickým kmitočtem filtru, pak bude mít signál  $U_0$  na výstupu vůči signálu na vstupu určitý fázový posuv. Bude-li se kmitočet vstupního signálu odchylovat (zvětšovat či zmenšovat) od kritického kmitočtu filtru, bude fáze výstupního signálu „předbíhat“ fázi signálu vstupního nebo se bude za ni zpožďovat. Zavedeme-li nyní do fázového detektoru vstupní signál i signál po průchodu filtrem, objeví se na výstupu napětí, závislé na fázových poměrech mezi oběma signály. Po náležité úpravě zavádíme toto napětí na řídicí elektrodu polem řízeném tranzistoru, který je součástí aktivního filtru. (Činnost takového zapojení jsme si už objasnili v popisu obvodu na obr. 78.) Tím je uzavřena smyčka zpětné vazby, která zajišťuje stálý poměr mezi fází vstupního a výstupního signálu celého zapojení. V důsledku to znamená, že filtr se stále automaticky doladuje tak, aby jeho kritický kmitočet byl shodný s kmitočtem signálu  $U_1$  na jeho vstupu. Praktické zapojení na obr. 82 pracuje v rozsahu přibližně od 2 kHz do 6 kHz. Aktivní filtr-pásmová propust je tvořen obvody kolem operačního zesilovače  $Z_1$  včetně tranzistoru řízeného polem. Obvody od bipolárního tranzistoru až po výstup zesilovače  $Z_2$  slouží k úpravě signálu z fázového detektoru, aby jím bylo možno řídit odpor kanálu tranzistoru řízeného polem. Fázový detektor je tvořen dvěma komparátory ( $Z_3$  a  $Z_4$ ). Do prvního se přivádí přímo vstupní signál, do druhého výstupní signál přes derivátor (zesilovač  $Z_5$ ), který zajišťuje nutný fázový posuv 90°. Obvod lze přesně doladit při ožiování potenciometrem  $P_1$ .

#### Aktivní filtry typu pásmová zádrž

Tento druh filtru používáme zpravidla tehdy, máme-li zpracovat signál, který se může vyskytnout v širším kmitočtovém pásmu a musíme-li přitom počítat s tím, že dojde k rušení, v tomto případě však signálem



Obr. 81. Blokové schéma samočinně laděného filtru – pásmové propusti



Obr. 83. Charakteristika aktivní pásmové zádrže

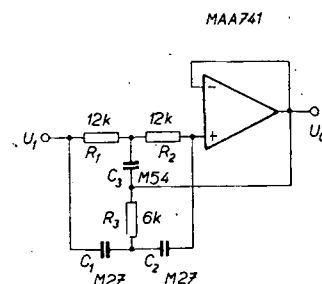
o předem známém pevném kmitočtu. Činnost tohoto druhu filtru potom spočívá v tom, že pro signály s tímto kmitočtem (a samozřejmě signály, ležící v jeho blízkém okolí) má zapojení vůči signálům jiných kmitočtů velký útlum, takže je potlačí, zvětší jejich odstup (viz typický průběh kmitočtové charakteristiky na obr. 83). Praktické uplatnění se nabízí na každém kroku, každý ví, kolik problémů a starostí někdy připraví signál o kmitočtu 50 Hz, naindukovaný do obvodů, zpracovávajících signály nízké úrovně. Jiná možnost se naskytá v zapojení měřiče harmonického zkreslení, kde musíme dobře odfiltrovat signál základního měřičního kmitočtu, abychom tím od něho oddělili vyhodnocovaný obsah signálů vyšších harmonických kmitočtů.

Na obr. 84 je schéma zapojení pásmové zádrže s dvojitým článkem T, bootstrapovaným ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Zapojení potlačuje na kritickém kmitočtu ostatní signály až o 60 dB, jeho činitel jakosti  $Q$  je přibližně 50 (šířka potlačovaného pásma je asi 1 Hz). Kritický kmitočet můžeme vypočítat z rovnice

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

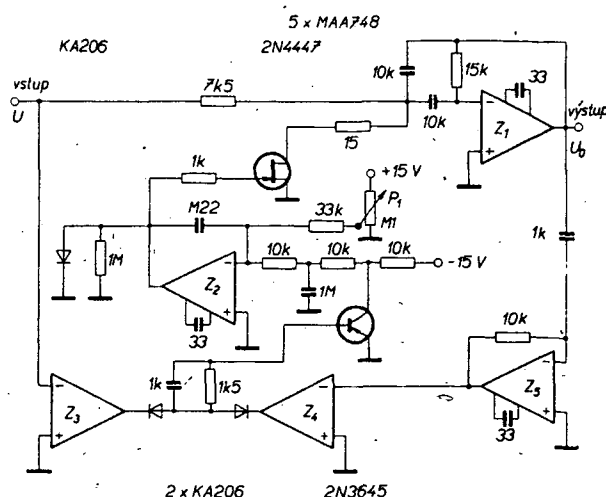
pokud platí, že  $R_1 = R_2 = 2R_3$

a  $C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}$ .



Obr. 84. Pásmová zádrž síťového kmitočtu

Obr. 82. Zapojení samočinně laděného filtru – pásmové propusti



Zapojení lze snadno adaptovat tak, že lze plynule nastavit činitel jakosti od asi 0,3 do 50 potenciometrem  $P_1$ . Ostatní součástky obvodu jsou stejné jako na obr. 85.

Jiné zapojení aktivního filtru-pásmové zádrže, u níž je možné měnit kritický kmitočet změnou kapacity jediného kondenzátoru, je na obr. 86. Platí-li pro odpory, že  $R_1 = R_2$ ,  $R_3 = R_4$  a  $R_5 = \frac{R_1}{2}$ , potom platí pro výpočet kritického kmitočtu rovnice,

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 \sqrt{C_1 C_2}}$$

### Použití operačních zesilovačů při můstkových měřeních

Můstkové měřicí metody, přestože velmi staré, patří především pro svou značnou citlivost stále mezi oblíbené a často používané způsoby měření. Podívejme se na klasické zapojení Wheatstoneova můstku na obr. 87. Chceme zjistit, jaké bude napětí na měřidle  $U_M = U - U_1$  při změně odporu v můstku o  $\Delta R$ . Bude-li mít měřidlo, zapojené v tzv. měřící úhlopříčce, velmi velký vstupní odpor (poteče-li jím zanedbatelný proud), pak se jedná o nezatížený můstek. Zdroj napájecího napětí je jedním pólem uzemněn. Protože na levé straně jsou zapojeny od živého pólu napájecího zdroje k zemi dva stejné a neměnné odpory, víme, že napětí  $U_1$  bude přesně polovinou napětí  $U$ . Poměry ve druhé větvi, v jejímž středu je napětí  $U_2$ , jsou trochu složitější. Pro napětí  $U_2$  platí vztah

$$U_2 = \frac{UR}{2R + \Delta R}$$

Vyjádříme-li poměr přírůstek odporu k původnímu odporu jako  $\Delta R/R = \delta$ , potom platí, že

$$U_M = U_2 - U_1 = -\frac{U}{4} \left( 1 + \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}} \right)$$

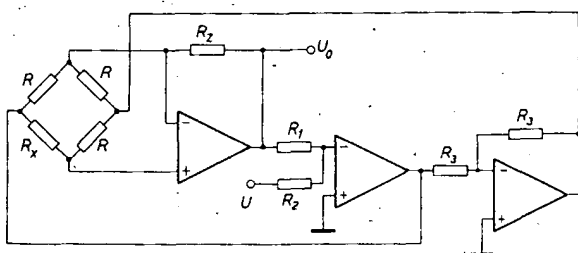
Bude-li poměr  $\delta$  velmi malý, lze vztah zjednodušit na

$$U_M \approx \frac{U}{4} \delta$$

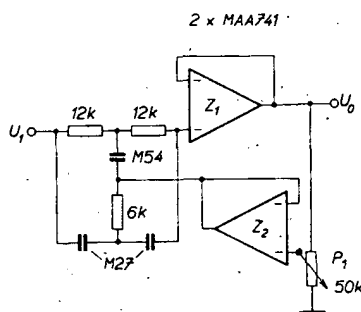
Protože v praxi často měříme velmi malé přírůstky  $\Delta R$ , musíme k jejich indikaci používat citlivá měřidla. Taková měřidla bývají však velice citlivá i na způsob zacházení, snadno se poškodí a jsou rovněž velmi drahá. Proto se snažíme malé signály z můstku nejdříve zesílit a potom přivést do robustního a levného měřidla s malými nároky na citlivost. Operační zesilovač lze k můstku připojit několika způsoby. Jednoduchý je tzv. proudový zesilovač (obr. 88), při jehož použití pracuje můstek nakrátko. Bude-li poměrný přírůstek odporu opět velmi malý a bude-li odpor  $R_1$  několikanásobně větší než odpory v můstku, pak pro výstupní napětí platí přibližně rovnice

$$U_0 = \frac{UR_1 \delta}{2R}$$

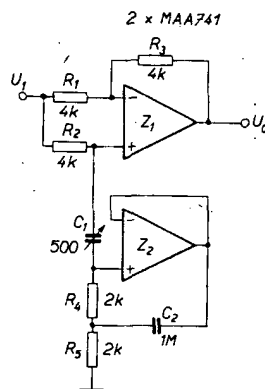
je-li opět  $\frac{\Delta R}{R} = \delta$  mnohem menší než 1.



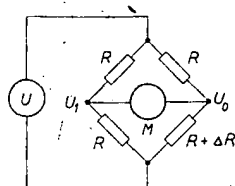
Obr. 90. Linearizovaný odporový můstek



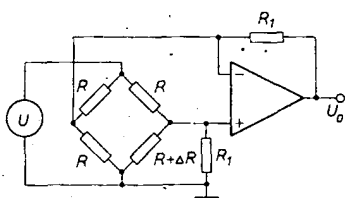
Obr. 85. Pásmová zádrž síťového kmitočtu s proměnným  $Q$



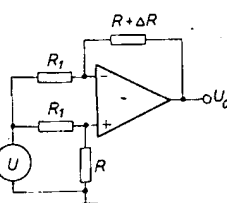
Obr. 86. Laditelný filtr – pásmová zádrž



Obr. 87. Wheatstoneův můstek



Obr. 88. Můstek se zesilovačem proudu



Obr. 89. Můstek s proměnným odporem ve zpětné vazbě

Zapojíme-li můstek s operačním zesilovačem podle obr. 89, dostaneme na výstupu napětí  $U_0$ , jehož velikost je přímo úměrná poměrné změně odporu  $R$  podle rovnice

$$U_0 = -U_1 \frac{\delta R}{R_1 + R}$$

Při můstkových měřeních je praxe větší taková, že si zjistíme výstupní napětí  $U_0$  a z jeho velikosti usuzujeme na změnu odporu, k níž v jedné větvi můstku došlo (což nám dále dává informaci o teplotě nebo jiných veličinách). Bude tedy výhodné, budeme-li moci z výstupního napětí zjistit přímo samotný přírůstek  $\Delta R$  (a ne přírůstek

poměrný  $\frac{\Delta R}{R}$ ).

Zapojení můstku se třemi operačními zesilovači, které poskytuje napětí  $U_0$  přímo úměrné odchylce odporu  $R_x$  od  $R$  je na obr. 90. Zvolíme-li odpory v zapojení tak, aby platilo

$$\frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{2R_x}{R} \right) = 1,$$

pak je výstupní napětí  $U_0$  dáno rovnicí

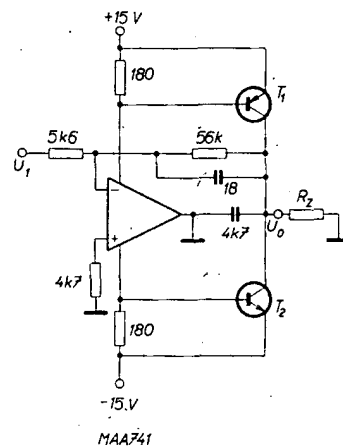
$$U_0 = \frac{U_2 R_1 R_x - R}{2 R_2 R}$$

Podstata linearizace (odvození je dosti složité) spočívá v tom, že napájecí napětí v můstku není konstantní, ale mění se podle rozvážení můstku.

### Servozesilovače s operačními zesilovači

Servozesilovače jsou zesilovače, sloužící k napájení servomechanismů. Snad nejčastějším příkladem (nebo součástí) servomechanismů jsou motory různých druhů a výkonů. Právě výkon, který motor servomechanismu má, je ukazatelem, podle něhož se utváří zapojení servozesilovače. Pokud se pro tyto účely používají operační zesilovače, pak jsou téměř vždy doplněny výkonovým (nejčastěji proudovým) zesilovačem.

Zapojení servozesilovače, vhodného k napájení servomechanismů s impedancí větší než  $15 \Omega$ , je na obr. 91. Napěťové zesílení je 10. Na výstupu jsou zapojeny křemíkové výkonové komplementární tranzistory s velkým proudovým zesilovacím činitelem.



Obr. 91. Jednoduchý servozesilovač



Neobvyklý je způsob buzení výstupních tranzistorů napájecím proudem operačního zesilovače, jehož výstup je uzemněn. Na obr. 92 je takové zapojení servozesilovače pro řízení stejnosměrných motorů, které udržuje rychlost otáčení kotvy motoru úměrnou velikosti řídicího napětí  $U_i$ , aniž by bylo nutno použít jinak obvyklé tachodynamo. Operační zesilovač řídí přes výkonový zesilovač proud kotvy motoru v závislosti na vstupním napětí a úbytku na odporu  $R_3$ . Výkonové tranzistory servozesilovače jsou chráněny proti proudovému přetížení elektronickou pojistkou, omezující budič proud. Kladná zpětná vazba eliminuje vnitřní odpor kotvy motoru a kromě stabilizace rychlosti otáčení rovněž zlepšuje dynamické parametry servomechanismu.

### Logaritmické zesilovače

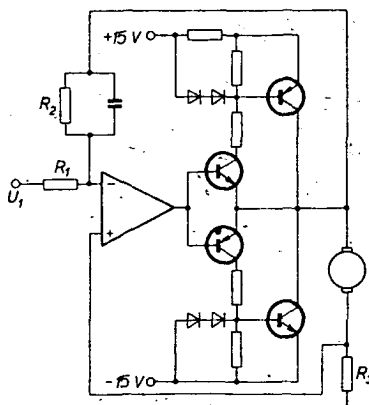
Z elektronické praxe je známo, že je někdy výhodné, můžeme-li si například do grafů vynášet třeba velikost napětí v logaritmickém měřítku. Zejména se tato potřeba vyskytuje tam, kde musíme najednou zobrazit průběh napětí (ale i jiných veličin), měnící se v rozsahu přes několik řádů. Údaje, vhodné k záznamu na papír s logaritmickým měřítkem získáme, zpracujeme-li původní napětí v tzv. logaritmickém zesilovači. Potřebný průběh převodní charakteristiky získáme tak, že do zpětné vazby operačního zesilovače zařadíme vhodný nelineární prvek. Principiální zapojení logaritmického zesilovače je na obr. 93. Prakticky použitelné zapojení; nakreslené na obr. 94, zpracuje signál v rozsahu od 20 mV do 10 V s přesností přibližně 1-2%. Zapojení obsahuje dva operační zesilovače MAA741 a dva tranzistory, umístěné na jednom čipu. V zapojení je nutné kompenzovat teplotní závislosti stejnosměrných parametrů tranzistorů, což zajišťuje odpor  $R_1$ . Koeficient převodu je 1 V na dekádu.

### Převodníky napětí trojúhelníkovitého průběhu na sinusový průběh

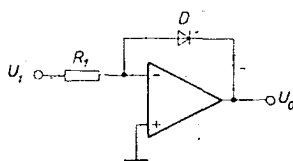
V posledních letech vznikl a velmi se rozšířil nový typ měřicího přístroje – tak zvaný generátor funkcí. Je to přístroj schopný poskytovat napětí několika základních průběhů.

V jedné z předchozích kapitol již bylo pojednáno o principech zapojení těchto generátorů. U těchto základních informací je patrné, že základní průběh je průběh trojúhelníkovitý a současně s ním bývá vždy k dispozici i průběh pravouhlý. Dosud běžně v měřicí praxi používané napětí sinusového průběhu se u obvyklých zapojení přímo na výstupech základního generátoru nevyskytuje, ale získává se většinou úpravou z trojúhelníkovitého napětí. Jednoduchý a všeobecně známý způsob převodu napětí obdélníkovitého průběhu na sinusové využívá nelineárního průběhu proudu, tekoucího kanálem unipolárních tranzistorů v závislosti na přiloženém napětí  $U_i$ . Princip tohoto zapojení je patrný z obr. 95.

Uvedeme si praktické zapojení obvodu, u něhož se sinusový průběh získává z trojúhelníkovitého napětí třístupňovou aproximací, vytvářenou operačním zesilovačem s nelineární zpětnou vazbou. Schéma zapojení obvodu je na obr. 96. Odporovým trimrem  $R_1$  nastavujeme optimální průběh (nejmenší zkreslení) výstupního sinusového napětí.

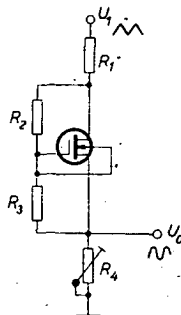


Obr. 92. Servozesilovač s kladnou zpětnou vazbou pro řízení motorů

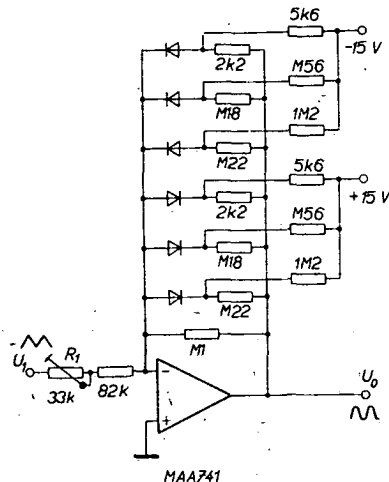


Obr. 93. Základní zapojení logaritmického zesilovače

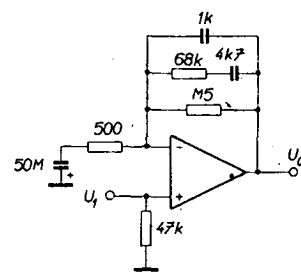
Obr. 94. Praktické zapojení logaritmického zesilovače



Obr. 95. Převodník napětí trojúhelníkovitého průběhu na sinusový s tranzistorem řízeným polem



Obr. 96. Převodník napětí trojúhelníkovitého průběhu na sinusový s diodami ve zpětné vazbě



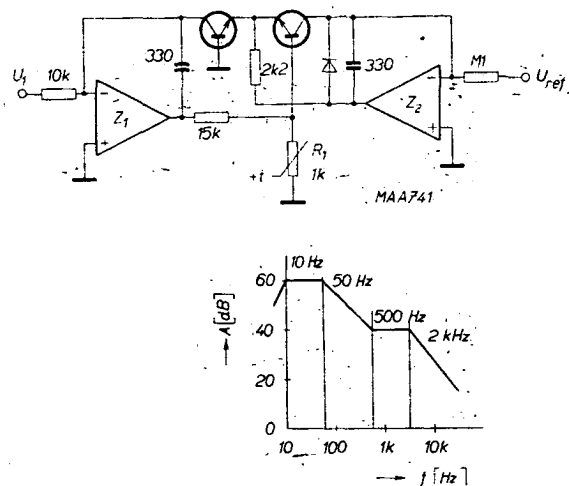
Obr. 97. Předzesilovač pro magnetickou přenosku

### Použití operačních zesilovačů v elektroakustice

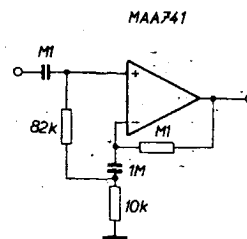
Operační zesilovače jsou vhodným stavebním prvkem pro realizaci různých elektroakustických zařízení. Uvedeme si proto také několik zapojení obvodů pro zpracování signálů akustických kmitočtů. Začneme u předzesilovačů. Zde jsou obvykle kritické šumové poměry, ale i po této stránce operační zesilovače dokázaly své přednosti a kvality.

Zapojení předzesilovače pro magnetickou přenosku je na obr. 97. Ideální kmitočtová charakteristika (podle RIAA) takto

MAA741 KC810 KA206



Obr. 98. Ideální charakteristika obvodu z obr. 97

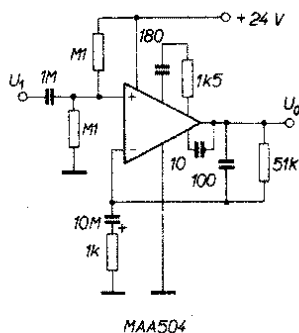


Obr. 99. Předzesilovač pro krystalovou přenosku

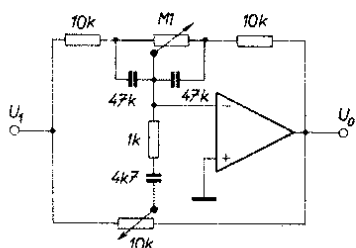
korigovaného operačního zesilovače je na obr. 98.

Na obr. 99 je schéma zapojení jednoduchého předzesilovače s velkým vstupním odporem, vhodného pro krystalovou přenosku. Napětové zesílení obvodu je přibližně 11; vstupní odpor několik megaohmů.

Předzesilovač (vhodný např. pro mikrofon) se vstupním odporem přibližně 50 kΩ a napětovým zesílením asi 50 je na obr. 100. Kmitočtová charakteristika je vyrovnaná v pásmu od 20 Hz do 20 kHz. Obvod je napájen z nesymetrického zdroje napětí



Obr. 100. Předzesilovač pro mikrofon



Obr. 101. Korekční zesilovač

24 V. Aby byla klidová úroveň výstupu ve středu napájecího napětí (tj. na 12 V), musí se neinvertující vstup připojit na střed děliče z odporů s poměrem 1:1. Zapojení korekčního předzesilovače s operačním zesilovačem se dnes již prakticky ustálilo na zapojení, které vidíme na obr. 101. Jde o známé zapojení Baxandalaova zpětnovazebního korektoru, u něhož lze vlastně měnit jen hodnoty součástek. Zde uvedené součástky poskytují možnost regulovat zisk v okrajích akustického pásma přibližně v rozsahu  $\pm 22$  dB.

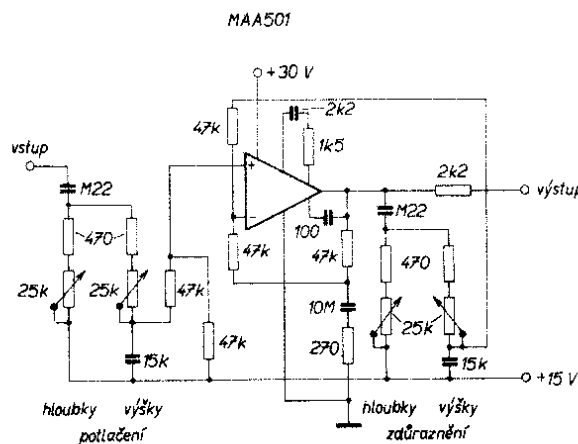
Neběžné zapojení korekčních obvodů s operačním zesilovačem je na obr. 102. Odlišnost spočívá v použití čtyř potenciometrů, dvou pro regulaci basů a dvou pro regulaci výšek, vždy jeden pro zdůraznění a jeden pro potlačení.

## Konstrukce univerzálního elektronického měřicího přístroje

Předmětem stavebního návodu je víceúčelový měřicí přístroj, navržený především pro měření při opravách nebo vývoji různých elektronických zařízení a obvodů. Princip zapojení popisovaného měřicího přístroje je částečně odvozen od zapojení, která se často používají v analogové části číslicových voltmetrů. Díky tomu, že dále uvedené zapojení využívá v maximální míře předností a možností integrovaných operačních zesilovačů, má přístroj při poměrně jednoduchém zapojení velmi dobré základní technické parametry. Kromě technických parametrů je třeba rovněž jako významnou přednost vyzdvihnout uspokojivé provozní vlastnosti, charakterizované jednoduchostí obsluhy (tlačítková volba funkcí i rozsahů), pohotovostí i značně širokou využitelností. Vestavěné obvody elektronického jištění téměř vylučují možnost zničení obvodů přístroje nebo měřidla v důsledku napětového přetížení při chybné volbě rozsahu. Elektronické obvody byly navrženy s tím záměrem, aby všechny měřené veličiny byly na všech rozsazích indikovány na měřidle s lineárním dělením stupnice.

To jsou hlavní znaky, charakterizující zhruba popisovaný měřicí přístroj. V dalším

Obr. 102. Korekční zesilovač se čtyřmi ovládacími potenciometry



se budeme věnovat podrobnému popisu zapojení elektronických obvodů.

### Popis zapojení

Zapojení měřicího přístroje můžeme rozdělit do tří hlavních částí. První část je tvořena ovládacími obvody, které souvisí převážně s přepínací funkcí.

Druhou a zároveň základní část přístroje tvoří elektronické obvody měřicího přístroje (umístěné na desce s plošnými spoji), stejnosměrný zesilovač, lineární usměrňovač pro měření střídavých napětí, zdroj proudu pro měření odporů, obvody elektronického jištění vstupních obvodů, měřidla atd.

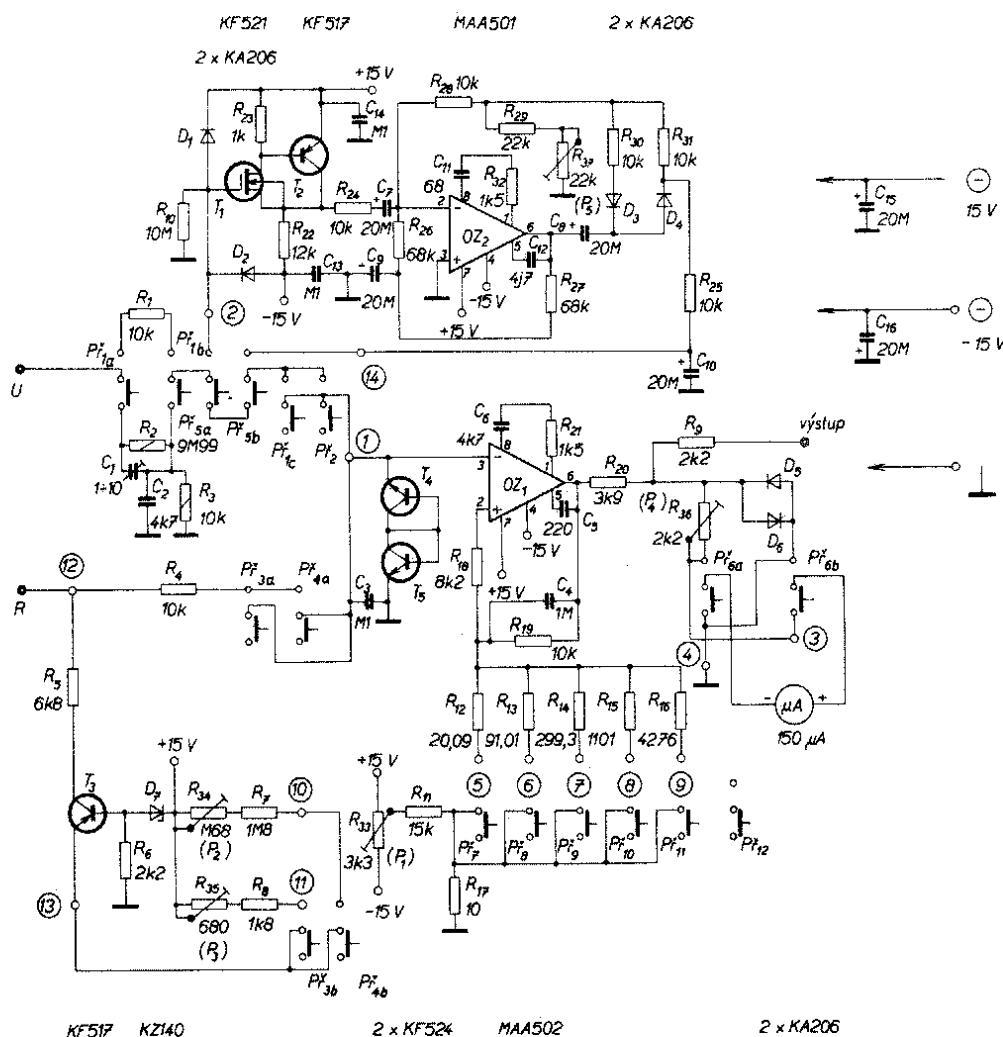
Třetí část přístroje, kterou můžeme označit jako pomocnou, je tvořena napájecím zdrojem, dodávajícím elektronickým obvo-

dům symetrické napájecí napětí  $\pm 15$  V v dostatečné kvalitě (tím je míněna stabilita, požadovaná především pro zdroj konstantního proudu pro měření odporů). Zapojení napájecího zdroje bylo převzato z [6], kde zájemci najdou všechny potřebné informace.

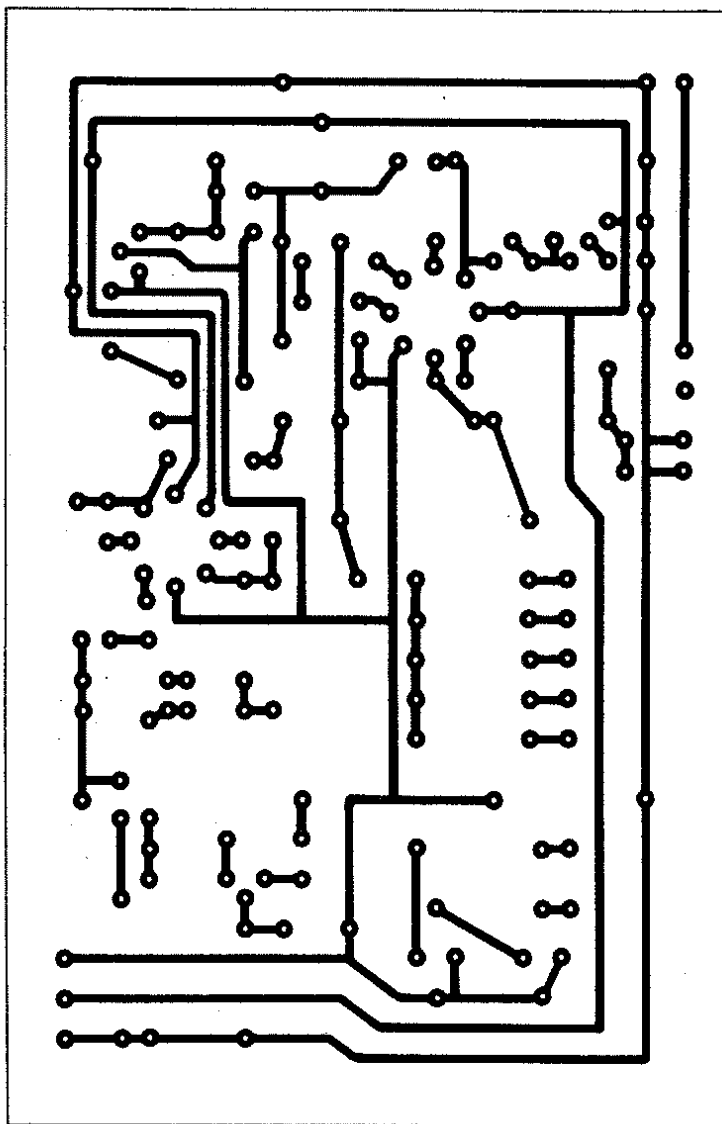
V dalším popisu se zaměříme především na elektronické obvody, protože činnost ovládacích obvodů lze přehledněji vystihnout při vysvětlování činnosti přístroje jako celku.

### Popis zapojení a činnosti elektronických obvodů

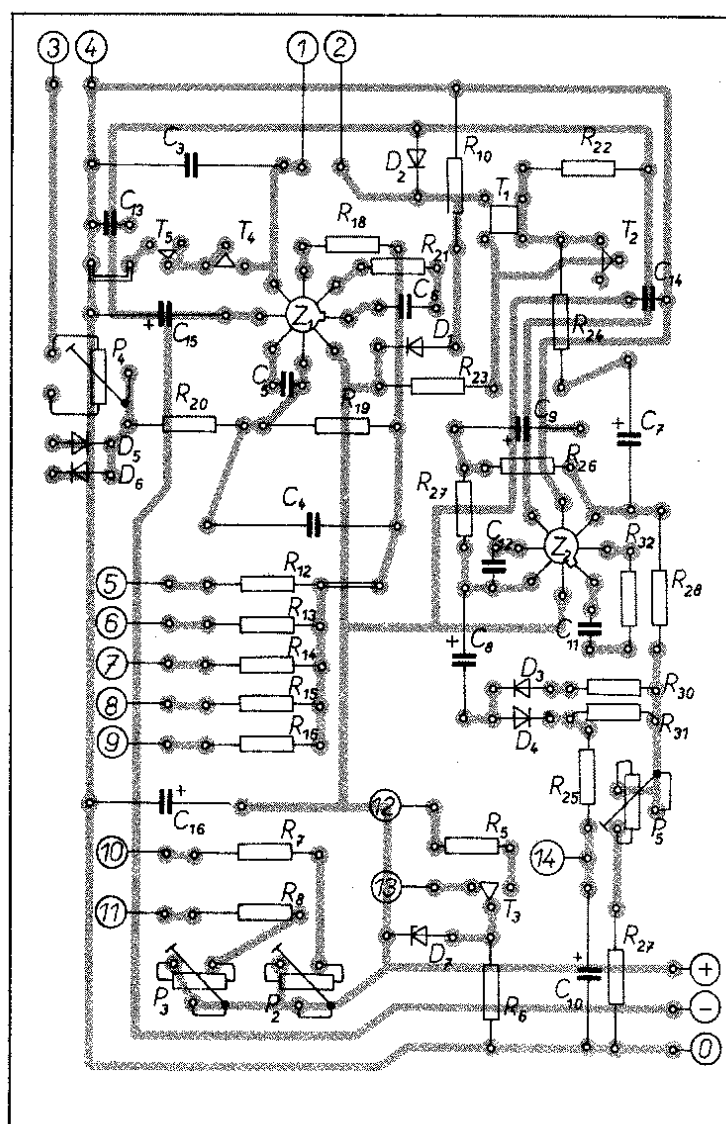
Elektronické obvody voltohmmetru na obr. 103, umístěné na desce s plošnými spoji (obr. 104, 105), se skládají ze tří hlavních



Obr. 103. Zapojení univerzálního voltohmmetru



Obr. 104. Deska s plošnými spoji L 220



Obr. 105. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji

částí. Především je to stejnosměrný zesilovač, z jehož výstupu se napájejí ručkové měřidlo. Tento zesilovač (označený  $OZ_1$ ) je v činnosti při všech druzích měření, neboť zpracovává měřenou veličinu buď přímo (při měření stejnosměrných napětí), nebo až po její přeměně v některém z ostatních dílů elektronických obvodů. K převodu střídavých napětí na ekvivalentní stejnosměrný signál slouží druhá část elektronických obvodů (souvisící se zesilovačem  $OZ_2$ ), kterou nazýváme lineární usměrňovač. Třetí část potom pracuje pouze při měření odporů, kdy zdroj proudu ( $T_3$ ) zajišťuje, že na vstupu zesilovače  $OZ_1$  bude stejnosměrné napětí, úměrné velikosti měřeného odporu. Tím jsme si zhruba vymezili funkci jednotlivých částí elektronických obvodů, které si v dalším popíšeme podrobněji.

### Stejnoseměrný zesilovač

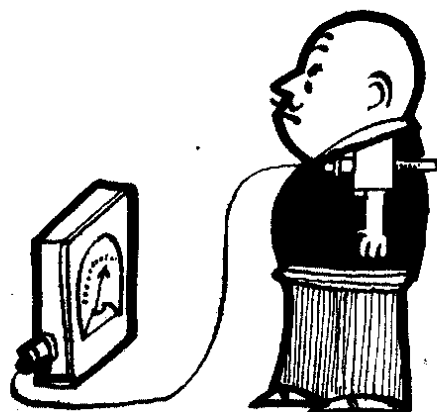
Hlavním úkolem ss zesilovače je zesílit vstupní signál (který je na jeho vstupu vždy ve formě ss napětí) tak, aby jím bylo možno vychylovat ručku měřidla, připojeného na jeho výstupu. Funkci ss zesilovače plní v našem měřicím přístroji operační zesilovač  $OZ_1$  typu MAA502 v neinvertujícím zapojení. Toto zapojení je v daném případě výhodné především proto, že umožňuje dosáhnout velkého vstupního odporu (prakticky něko-

lik set megaohmů). Mezi neinvertujícím vstupem zesilovače  $OZ_1$  a společným zemnicím vodičem celého přístroje je zapojen ochranný obvod, který tvoří tranzistory  $T_4$  a  $T_5$ . Ochranný obvod spolu s odporem  $R_1$  (při měření ss napětí) nebo  $R_4$  (při měření odporů), případně  $R_{25}$  (při měření střídavých napětí) zaručuje díky své voltampérové charakteristice, že se napětí na neinvertujícím vstupu zesilovače  $OZ_1$  omezí přibližně na  $\pm 6$  V a nikdy nedosáhne velikosti, která by mohla vést k zničení  $OZ_1$ . Ačkoli se např. podle údajů v [7] zdá, že s ochranou vstupu zesilovače nemohou být žádné problémy, není tato záležitost zdaleka jednoduchá. V citované literatuře jsou doporučeny dva způsoby ochrany. Jeden spočívá v tom, že se vstupní napětí omezí na velikost, odpovídající napětí na křemíkové diodě pólované v propustném směru. Při použití dvou diod v anti-

paralelním zapojení se tedy jakékoli vstupní napětí omezí asi na  $\pm 0,6$  V. Tento způsob nám nevyhovuje, neboť počítáme se signálovým napětím až  $\pm 1$  V (v praxi lze uvedenou ochranu doporučit pro signály menší než  $\pm 0,4$  V).

Druhý způsob předpokládá použití Zenerovy diody, zapojené proti sobě v sérii. Logicky by se toto zapojení mělo nazývat antisériové. Hlavní nevýhodou tohoto způsobu ochrany je příliš velký zpětný proud Zenerových diod v oblasti charakteristiky, ležící mezi nulou a jejich Zenerovým napětím. Tento proud bývá řádu jednotek až desítek mikroampér a podstatně zmenšuje vstupní odpor zesilovače. Způsob ochrany použitý v našem přístroji má přibližně o tři až čtyři řády menší. Vzhledem k dovolenému rozdílovému napětí je na místě, použijeme-li v ochraně tranzistory s co nejmenším napětím  $U_{EB}$ , podle údajů v katalogu TESLA by to byly např. KF524 nebo KF167. Praktickými zkouškami jsme však ověřili, že i při použití tranzistorů KC507 pracuje ochrana spolehlivě – i když dopustí, aby se mezi vstupy  $OZ_1$  objevilo v havarijní situaci napětí větší, než připouští katalogové údaje.

S ohledem na zaručované parametry dostupných odporů bude ochranný obvod při měření ss napětí pracovat se zárukou do 750 V, což je maximální napětí, které můžeme připojit na odpor řady TR 154. Dovolené výkonové namáhání bude sice mnohonásobně překročeno, ale katalog uvádí pouze maximální přípustné trvalé zatížení 2 W. Předpokládáme, že k přetížení měřicího přístroje dochází vždy omylem, který jeho obsluhvatel okamžitě zjistí a napraví. Proto



jsme předpokládali (a praktické zkušenosti z provozu měřidla nám tento předpoklad potvrdily), že odpor typu TR 154 na místě  $R_1$  vyhoví. Jeho výkonové namáhání by sice bylo možné zmenšit zvětšením odporu, ale z dalších důvodů toto řešení není žádoucí. Kondenzátor  $C_3$ , zapojený paralelně k ochranným tranzistorům, pracuje jako filtr proti poruchovým signálům. Protože je zapojen ve vstupním obvodu zesilovače  $OZ_1$ , musí mít kvalitní dielektrikum s velkým izolačním odporem, aby případným svodem nezhoršovalo vstupní odpor přístroje nebo přesnost měření. Kondenzátor  $C_4$  ve zpětné vazbě zesilovače  $OZ_1$  omezuje přenášené kmitočtové pásmo (zmenšuje rychlost zesilovače) a tím přispívá ke stabilitě celého zapojení. Kondenzátory  $C_3$ ,  $C_4$  a odpor  $R_{21}$  jsou prvky fázové korekce zesilovače, jsou voleny podle doporučení pro jednotkové zesílení (případ, který zde též nastává).

Abychom mohli popisovat zpětnovazební síť zesilovače, povíme si nejdříve něco o způsobu volby rozsahů voltmetru. Především jsme stanovili jmenovitou výstupní úroveň zesilovače. Nazýváme tak napětí, které bude na výstupu zesilovače  $OZ_1$  vždy (tedy na jakémkoli rozsahu), bude-li ručka měřidla ukazovat plnou výchylku. Aby bylo možno použít měřidla různých typů a zároveň také křemíkové diody na ochranu měřidla, určíme, že jmenovitá výstupní úroveň bude 1 V. Dále jsme s ohledem na vlastnosti použitých součástek a na prakticky využitelné možnosti navrhli měřicí rozsahy přístroje. Požadovali jsme, aby přístroj byl schopen měřit napětí (stejněměrná i střídavá) v rozmezí od 1 mV do 500 V a odpory od 1  $\Omega$  do 10 M $\Omega$ . K dispozici bylo měřidlo, které mělo dvě lineární stupnice, jedna měla 30 dílků, druhá měla 100 dílků. Zvolili jsme tedy pro měření napětí takto odstupňované rozsahy (při plné výchylce ručky měřidla): 3 mV, 10 mV, 30 mV, 100 mV, 300 mV, 1000 mV a dále 3 V, 10 V, 30 V, 100 V, 300 V, 1000 V. Jak vidíme, je to celkem dvanáct rozsahů. Na první pohled je patrné, že první a sedmý, druhý a osmý rozsah atd. se liší vždy právě o tři řády – jejich poměr je vždy 1000. Na obr. 103 vidíme u vstupní svorky  $U$  odporový dělič 1000:1, ovládaný tlačítkovým přepínačem  $P_1$ . Tímto tlačítkem tedy zvolíme, zda budeme měřit napětí v oboru milivoltů nebo voltů. Počet voltů (nebo milivoltů) na plnou výchylku určuje číslice u některého ze šesti tlačítek rozsahů – toho, které je stisknuto. Stisknutím tlačítka zapojíme do zpětnovazební sítě zesilovače  $OZ_1$  některý z odporů  $R_{12}$  až  $R_{16}$ , případně žádný (nebo lépe nekonečný) odpor u tlačítka pro rozsah 1000. V sérii s každým odporem je ještě zapojen  $R_{17}$ , což je skutečnost, s níž musíme počítat při návrhu  $R_{12}$  až  $R_{16}$ . Uvedeme si způsob výpočtu jednotlivých zpětnovazebních odporů, abychom poskytli možnost snadné adaptace přístroje pro jiné dělení rozsahů. Domníváme se však, že uvedený způsob navazování jednotlivých rozsahů je optimální, neboť umožňuje (s výjimkou prvního rozsahu) čistý údaj vždy za třetinou stupnice a vzájemný poměr sousedních rozsahů je téměř stejný. Zcela přesně dodržíme vzájemný poměr (při dvou rozsazích na jednu dekadu), zvolíme-li jeho velikost  $\sqrt[3]{10} \approx 2,154$ . Tento poměr se užíval např. u elektronkových voltohmmetrů BM 289. Zde se nabízí možnost ofotografování získat kvalitní stupnici (nepoužitelnou odporovou stupnici je však možné odstranit). Tuto stupnici je však možné použít pouze u starších měřidel typu DHR 120.

Tedy k výpočtu zpětnovazebních odporů. Jak je známo z literatury, zesílení operačního zesilovače v neinvertním zapojení je rovno

$$A = \frac{R_2}{R_1} + 1, \text{ čili } R_1 = \frac{R_2}{A - 1}.$$

Známe-li jmenovitou úroveň na výstupu (tedy vlastně  $U_2$ ) a jednotlivé rozsahy přístroje (tedy všechna  $U_1$ ) můžeme si vypočítat, jak velké zesílení  $A = \frac{U_2}{U_1}$  musí mít zesilovač  $OZ_1$  na jednotlivých rozsazích.

$$A_3 = \frac{1000}{3} = 333,3,$$

$$A_{10} = \frac{1000}{10} = 100,$$

$$A_{30} = \frac{1000}{30} = 33,3,$$

$$A_{100} = \frac{10000}{100} = 10,$$

$$A_{300} = \frac{1000}{300} = 3,3,$$

$$A_{1000} = \frac{1000}{1000} = 1.$$

Dosažením do vztahu pro  $R_1$  dostaneme pro rozsah 3 mV

$$R_{12} = \frac{10000}{333,3 - 1} \approx 30,09 \Omega.$$

Od získaného údaje odečteme odpor  $R_{17}$   $30,09 - 10 \approx 20,09 \Omega$ ;

tím jsme obdrželi  $R_{12}$ . Obdobným způsobem získáme všechny další zpětnovazební odpory pro jednotlivé rozsahy. Je pravda, že zesílení poněkud ovlivňuje  $R_{11}$ , který je v sérii s částí  $P_1$  vlastně připojen paralelně k  $R_{17}$ . Tento vliv je však velmi malý (menší než 0,1 %), takže je nepostřehnutelný a vlastně „překrytý“ nepřesnostmi odporů, které jsou v tolerancích pod 1 % dosti vzácné.

Jestliže jsme se nezmínili o funkci obvodu, který se skládá z odporů  $R_{11}$ ,  $R_{17}$  a  $P_1$ . Jak již jistě čtenáři usoudili, je to obvod ke kompenzaci vstupní napětové nesymetrie  $OZ_1$ , sloužící k seřízení nuly měřicího přístroje. Při stlačení tlačítka rozsahu 1000 je tento obvod odpojen. To však vůbec nevadí, neboť vstupní napětová nesymetrie jeden až dva milivoltů, která se na výstup přenesla s jednotkovým zesílením, nezpůsobí na tomto rozsahu postřehnutelnou výchylku ručky měřidla.

Odpor  $R_{18}$  zmenšuje nepříznivý vliv vstupních proudů zesilovače  $OZ_1$  na správnost údajů při přepínání rozsahů (zmenšuje poměr úbytků napětí, vznikajících průtokem vstupního proudu invertujícího vstupu  $OZ_1$  přes odpory do tohoto vstupu zařazené některým z rozsahových tlačítek).

Měřidlo je připojeno k výstupu zesilovače  $OZ_1$  v kombinaci s přepínačem polarity a ochrannými obvody. Ukážeme si opět způsob návrhu tohoto obvodu, aby jej kdokoli mohl aplikovat na měřidlo, které má právě k dispozici. V zásadě lze použít libovolné měřidlo s citlivostí do 1 mA. Návrh začneme stanovením parametrů měřidla – citlivostí a vnitřním odporem. V našem případě jsou ochranné obvody navrženy pro měřidlo, jehož ručka dosáhne plné výchylky při proudu 150  $\mu$ A, vnitřní odpor měřidla je přibližně 850  $\Omega$ . Při návrhu jsme vyšli ze zjištění, že použité diody propouštějí proud kolem 1  $\mu$ A již při napětí asi 0,5 V. Stanovili jsme tedy, že v běžném pracovním režimu bude při plné výchylce ručky měřidla na diodách asi 0,4 V. Zbytek do 1 V bude na odporu  $R_{20}$ , který můžeme vypočítat ze vztahu

$$R_{20} = \frac{0,6}{150 \cdot 10^{-6}} = 4 \text{ k}\Omega; \text{ zvolíme } R_{20} = 3,9 \text{ k}\Omega$$

Napětí 0,4 V se rozdělí mezi měřidlo a trimr  $R_{36}(P_4)$ . Úbytek na měřidle bude

$$U_M = 850 \cdot 150 \cdot 10^{-6} = 0,13 \text{ V},$$

zbytek bude na odporu trimru, který bude asi

$$R_{P_4} = \frac{0,4 - 0,13}{150 \cdot 10^{-6}} = 1,8 \text{ k}\Omega; \text{ zvolíme trimr } R_{36}(P_4) = 2,2 \text{ k}\Omega.$$

Bude-li zesilovač z jakýchkoli příčin buzen tak, že jeho výstup bude v kladné nebo záporné saturaci, poteče měřidlem proud, přesahující jmenovitý proud asi o 50 %, což měřidlo neohroží.

Výstupní napětí zesilovače  $OZ_1$  je přes odpor  $R_0$  dále vedeno na zdítku, což značně rozšiřuje možnosti použití přístroje. Tato úprava dovoluje použít voltohmmetr k rozšíření rozsahů jiného přístroje nebo k tomu, aby měřená veličina mohla být zachycena na zapisovač (např. při sledování kolísání síťového napětí během dne, určení časové stability referenčního zdroje atd.).

### Vstupní dělič

O vstupním děliči jsme již mluvili v předchozí stati. Bylo řečeno, že jeho dělicí poměr je 1000:1, což je jediné, co u něho musíme přesně dodržet, absolutní velikost odporů  $R_2$  a  $R_3$  není vůbec kritická. Z hlediska napětové zatížitelnosti platí o  $R_2$  totéž, což jsme si už dříve řekli o  $R_1$ . Protože vstupní dělič slouží též k úpravě střídavých signálů větších než 1 V, musí být k zajištění přesnosti v dostatečném kmitočtovém rozmezí kompenzován. Kmitočtovou kompenzaci vstupního děliče zajišťují  $C_1$  a  $C_2$ . Na obr. 103 je přepínač  $P_1$  vstupního děliče nakreslen v poloze, v níž se dělí vstupní signál v poměru 1000:1 – proto bude přístroj měřit v šesti rozsazích (stejněměrné nebo střídavé napětí ve volttech). Číslování tlačítek je zvoleno tak, že číslo určuje pořadí tlačítka na fotografii čelního panelu přístroje, počítáme-li je z levé strany.

Ze vstupního děliče postupuje signál na další přepínač, nejprve na kontakty tlačítka  $P_2$ . Toto tlačítko signál buď propustí přímo dále (při měření stejnosměrných napětí – nakreslená poloha), nebo při stisknutí (tj. při měření střídavých napětí) zavede signál nejdříve k zpracování (usměrnění) do tzv. převodníku AC–DC. Teprve z jeho výstupu se zavádí upravený signál znovu prostřednictvím  $P_3$  zpět a přes  $P_4$  a  $P_5$  do neinvertního vstupu zesilovače  $OZ_1$ . Pro úplnost ještě dodáváme, že všechny tlačítkové přepínače funkci i rozsahů jsou nakresleny ve vybavené (nestisknuté) poloze.

### Obvod pro přeměnu střídavých napětí na stejnosměrná

Obvody tohoto typu najdeme v literatuře pod různými názvy, které vždy nějak vystihují jejich vlastnosti. Říká se jim lineární usměrňovače, operační usměrňovače, převodníky AC–DC atd. Zdá se, že název lineární usměrňovače je v tomto případě nejpřiléhavější, neboť nejlépe vystihuje tu skutečnost, že operační zesilovače umožňují sestavit spolu s diodami usměrňovače, jejichž převodní charakteristika se téměř přesně shoduje s přímkou. Zbývá nepresnosti jsou i při jednoduchém zapojení nepatrné a pro běžné rozsahy zcela zanedbatelné. V našem případě jsme použili jednocestný lineární usměrňovač, protože k realizaci dvoucestných usměrňovačů je většinou třeba dvou kusů operačních zesilovačů.

Základní požadavek na lineární usměrňovač spočívá v tom, že na jeho výstupu musíme dostat (abychom na měřidle četli správný údaj) stejnosměrné napětí stejné velké, jako je efektivní hodnota měřeného střídavého napětí. Protože se však využívá pouze jedné půlvlny přivedeného signálu (a předřazený

impedanční převodník nemá jednotkový přenos), musí lineární usměrňovač pracovat s určitým ziskem, jehož velikost nastavujeme při konečném seřizování trimrem  $R_{10}$  ( $P_1$ ). Není proto nutné používat ve zpětnovazebních obvodech přesné odpory, ovšem požadavek jejich stability zůstává. Protože je operační zesilovač OZ<sub>2</sub> v obvodech lineárního usměrňovače vázán střídavě, má stejnosměrný pracovní bod zajištěn stupňovitou stejnosměrnou zápornou zpětnou vazbou, uzavřenou přes odpory  $R_{20}$  a  $R_{21}$ . Kondenzátor  $C_3$  z této větve zpětné vazby vylučuje střídavou složku.

Protože vstupní odpor použitého typu lineárního usměrňovače je malý, bylo nutno předřadit před něj impedanční převodník, jehož vstupní odpor je díky použití polem řízeného tranzistoru velmi velký (prakticky je dán odporem  $R_{10}$ ). Řídící elektroda vstupního tranzistoru je chráněna před zničením nezbytnou ochranou, kterou tvoří diody, zapojené druhým vývodem k napájecím větvím. Odpor  $R_{10}$  zabráňuje nekontrolovatelnému posuvu pracovního bodu impedančního převodníku v době, kdy je jeho vstup nezapojen, čímž přispívá k jeho stabilitě.

Výstup lineárního usměrňovače je zakončen filtračním členem s časovou konstantou 0,2 s, který potlačuje kmitání ručky měřidla při měření napětí nízkého kmitočtu. Obvody fázové korekce zesilovače OZ<sub>2</sub> jsou voleny tak, aby byla zaručena stabilita zapojení při zachování co největší šířky pásma.

### Měření odporů

Obvody k měření odporů tvoří samostatnou část měřicího přístroje. V podstatě jde o velmi jednoduchý zdroj konstantního proudu jednotkové velikosti. Výstup zdroje proudu je připojen na svorku pro měření odporů označenou R (na obr. 103). Na měřeném odporu (který připojíme mezi zdířku R a zemnicí zdířku) se vytvoří úbytek napětí, jehož velikost přesně odpovídá přiloženému odporu. Podobně jako při měření napětí používá se i při měření odporů celkem 12 měřicích rozsahů. I při měření odporů máme dvě skupiny po šesti rozsazích, které se mezi sebou liší o tři řády. Tak jako u napětí jsme přepínali hrubý dělič 1000:1 tlačítky, které určovaly, zda měříme ve voltech nebo v milivoltech, přepínáme při měření odporů zdroj proudu do dvou režimů, jejichž poměr je rovněž 1000:1. Měříme-li na nižších rozsazích (při stisknutí tlačítka  $P_1$ ) udává nám čísla u tlačítek rozsahů odpor (při plné výchylce ručky měřidla) v ohmech a zdroj proudu je přepnut do režimu, v němž dodává proud přesně 1 mA. Na vyšších rozsazích (stisknutí tlačítka  $P_2$ ) dodává zdroj proudu přesně 1  $\mu$ A, a proto udává přístroj měřený odpor v kiloohmech. Zdroj proudu nastavujeme při konečném seřizení.

### Oživení a seřizení přístroje

Pro zdárné oživení a hlavní seřizení přístroje na dosažitelnou přesnost potřebujeme mít k dispozici odpovídající přístroje. Vše doporučuji všem realizátorům uvedeného stavebního návodu, aby se v tomto případě nesnažili příliš improvizovat, protože je škoda poměrně dobrý přístroj znehodnotit špatným nastavením.

Základním přístrojem, potřebným k oživení, je dobrý voltmetr, který měří stejnosměrné napětí, střídavé napětí a odpory s přesností minimálně 0,5 %, raději 0,1 %. Tomuto požadavku nejlépe vyhoví číslicový multimetr běžné jakostní třídy. Pro seřizování odporových rozsahů stačí, máme-li při

ruce sadu přesných odporů nebo odporovou dekadu, není však na škodu, můžeme-li si hodnoty cejchovacích odporů změřit bezprostředně před jejich použitím při seřizování.

Je zřejmé, že uvedené požadavky nejsou právě malé, ale snad se každému podaří využít někoho ze známých, kdo mu bude mít možnost pomoci, zejména když seřízení dobře zapojeného a v zásadě fungujícího volt-ohmmetru netrvá déle než deset minut. Předpokládáme, že přístroj je kompletně zapojen a že má seřazený napájecí zdroj. Seřizování začneme nastavením rozsahu ručkového měřidla. Nejdříve šroubkem na čelním panelu ručkového měřidla nastavíme ručku přesně na nulu. Potom zapneme volt-ohmmetr do sítě a tlačítkovými přepínači nastavíme rozsah 3 mV. Vstupní zdířku U zkratujeme se zemí a trimrem  $P_1$  nastavíme ručku měřidla na nulu. Potom přepneme seřizovaný přístroj na rozsah 1000 mV a na vstupní zdířku U přivedeme stejnosměrné napětí přesně 1 V. Napětí kontrolujeme paralelně připojeným číslicovým voltmetrem. Trimrem  $P_2$  nastavíme přesně plnou výchylku ručky měřidla. Tím je skončeno seřizování stejnosměrných rozsahů. Střídavé rozsahy (převodník AC-DC) můžete seřadit např. napětím síťového kmitočtu, zase na rozsahu 1 V trimrem  $P_3$ , za současné kontroly pomocným voltmetrem.

Se střídavými rozsahy souvisí seřízení kmitočtové kompenzace děliče. Kompenzaci seřizujeme při efektivním signálu 10 V o kmitočtu 10 kHz.

Nakonec zbývá seřadit jen odporové rozsahy, tedy zdroj proudu. Nejdříve nastavíme rozsah 1000  $\Omega$ . Mezi svorkou R a zem zapojíme odpor 1 k $\Omega$  a trimrem  $P_4$  nastavíme ručku na konec stupnice měřidla. Podobně postupujeme při seřizování rozsahu 1000 k $\Omega$  otáčením trimru  $P_2$  při použití přesného odporu 1 M $\Omega$ .

Tím je seřizování (a tedy i stavba) celého volt-ohmmetru skončeno.

### Seznam součástek

#### Odpory a odporové trimry

$R_1$	TR 154, 10 k $\Omega$
$R_2$	9,99 M $\Omega$ , složen
$R_3, R_{10}$	TR 161, 10 k $\Omega$
$R_4, R_{21}, R_{25}$	
$R_{26}, R_{20}, R_{21}$	TR 151, 10 k $\Omega$
$R_5$	TR 151, 6,8 k $\Omega$
$R_6, R_7$	TR 151, 2,2 k $\Omega$
$R_8$	TR 152, 1,8 M $\Omega$
$R_9$	TR 152, 1,8 k $\Omega$
$R_{10}$	TR 153, 10 M $\Omega$
$R_{11}$	TR 151, 15 k $\Omega$
$R_{12}$	20,09 $\Omega$
$R_{13}$	91,01 $\Omega$
$R_{14}$	299,3 $\Omega$ složen
$R_{15}$	1101 $\Omega$
$R_{16}$	4276 $\Omega$
$R_{17}$	TR 161, 10 $\Omega$
$R_{18}$	TR 151, 8,2 k $\Omega$
$R_{20}$	TR 151, 3,9 k $\Omega$
$R_{21}, R_{22}$	TR 151, 1,5 k $\Omega$
$R_{23}$	TR 151, 12 k $\Omega$
$R_{24}, R_{27}$	TR 151, 1 k $\Omega$
$R_{26}, R_{27}$	TR 151, 68 k $\Omega$
$R_{29}$	TR 151, 22 k $\Omega$
$R_{31}, (P_1)$	TP 111, 3,3 k $\Omega$
$R_{34}, (P_2)$	TP 111, 0,68 M $\Omega$
$R_{35}, (P_3)$	TP 111, 680 $\Omega$
$R_{36}, (P_4)$	TP 112, 2,2 k $\Omega$
$R_{37}, (P_5)$	TP 111, 22 k $\Omega$

#### Kondenzátory

$C_1$	1 až 10 pF
$C_2$	4,7 nF, keramický
$C_3$	TC 278, 0,1 $\mu$ F
$C_4$	TC 180, 1 $\mu$ F
$C_5$	220 pF, keramický
$C_6$	4,7 nF, keramický
$C_7, C_8, C_9$	
$C_{10}, C_{15}, C_{16}$	TE 984, 20 $\mu$ F
$C_{11}$	68 pF, keramický

$C_{12}$	4,7 pF, keramický
$C_{13}, C_{14}$	TK 783, 0,1 $\mu$ F
OZ	MAA501
$T_1$	KF521
$T_2, T_3$	KF517
$T_4, T_5$	KF524
$D_1$ až $D_6$	KA206
$D_7$	KZ140

#### Další součástky

měřidlo  
vstupní zdířky, konektor  
napájecí zdroj + síťový transformátor  
tlačítkové přepínače  
skříňka  
sif. spínač, kontrolka, pojistka  
deska s plošnými spoji L220

### Literatura

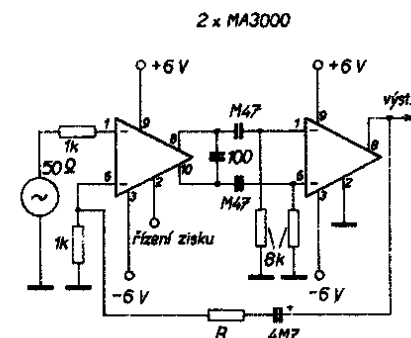
- [1] Markus, J.: Electronic Circuits Manual. MCGRAW-HILL: New York 1971.
- [2] Markus, J.: Guidebook of Electronics Circuits. MCGRAW-HILL: New York 1974.
- [3] Clayton, J. B.: Linear Integrated Circuits Applications. The MAXMILLAN PRESS Ltd.: Londýn 1975.
- [4] Clayton, J. B.: Experiments with Operational Amplifiers. The MACMILLAN PRESS Ltd.: Londýn 1975.
- [5] Graeme, J. G.: Applications of Operational Amplifiers. MCGRAW-HILL: New York 1973.
- [6] RK 4/1975, str. 57.
- [7] Příklady použití operačních zesilovačů MAA501 až 504. Technické zprávy n. p. TESLA Rožnov 1972.

## Aplikace v integrovaných obvodech

Pohledem do katalogu polovodičových prvků zjistíme, že československý sortiment vysokofrekvenčních integrovaných obvodů je (srovnáme-li jej se sortimentem jiných druhů integrovaných obvodů) poměrně chudý, neboť obsahuje pouze tři typy obvodů. Patří sem integrovaný obvod MAA661 pro mří zesilovače přijímačů FM, dále kompenzovaný diferenciální zesilovač typu MA3000 a v diferenciální zesilovač MA3005. Integrovaný obvod MA3006 je obvodově stejný typ jako MA3005, má pouze lepší stejnosměrné parametry.

### Použití obvodů MA3000, MA3005

V souladu se zaměřením tohoto čísla AR se budeme zabývat především aplikacemi přístrojového charakteru. Tento druh integrovaných obvodů je svým zapojením vhodný k použití v širokopásmových zesilovačích, klopných obvodech, oscilátorech apod. Na obr. 106 je zapojení širokopásmového zesi-

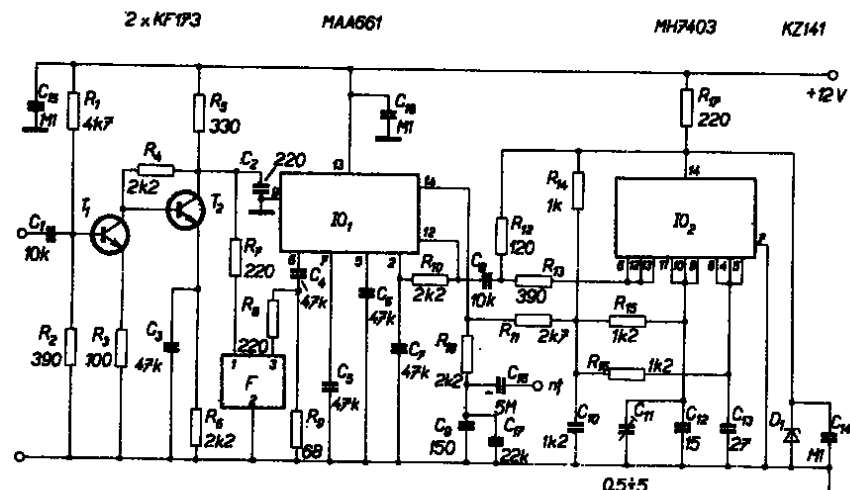


Obr. 106. Širokopásmový zesilovač

lovače, který obsahuje dva obvody typu MA3000. Napěťový zisk lze nastavit změnou odporu  $R$ . Píňý zisk (bez zpětné vazby) je přibližně 60 dB, při tomto zisku je kmitočtová charakteristika vyrovnaná od 20 Hz do 130 kHz. Při zmenšování zisku se rozšiřuje přenášené pásmo hlavně směrem k vyšším kmitočtům. Napěťový zisk je možné též řídit stejnosměrným napětím, přivedeným na vývod 2 prvního i druhého zesilovače. Napěťový zisk 40 dB má zapojení, je-li zpětnovazební odpor  $R = 100 \text{ k}\Omega$ . Zmenšíme-li odpor  $R$  až na  $10 \text{ k}\Omega$ , bude zisk zesilovače 20 dB a kmitočtová charakteristika vyrovnaná v pásmu od 0,1 Hz do 6,5 MHz.

Podobný zesilovač, zkonstruovaný s použitím v integrovaných obvodech typu MA3005 je na obr. 107. Zisk tohoto zesilovače je

Obr. 107. Zapojení obrazového zesilovače



Obr. 108. Zapojení mf zesilovače FM s fázovým závěsem

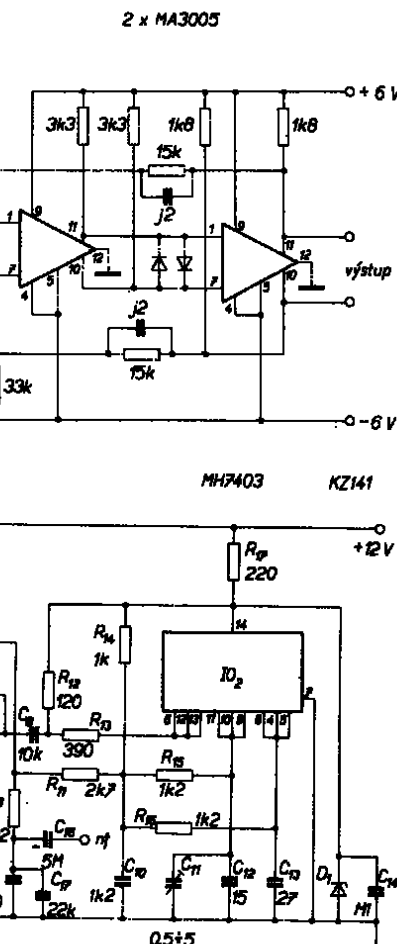
20 dB. Dynamické vlastnosti jsou vynikající, neboť zesilovač zpracovává se stejným ziskem signály od stejnosměrných až do kmitočtu 20 MHz. Doba zpoždění signálu při průchodu zesilovačem je 20 ns.

### Mezifrekvenční zesilovač s fázovým závěsem (AFS)

Většina pokročilejších radioamatérů se již ve své praxi setkala s integrovaným obvodem MAA661. Tento obvod obsahuje jako hlavní části širokopásmový zesilovač se ziskem přes 60 dB (použitelný až do kmitočtu 60 MHz) a koincidenční detektor, vhodný jako demodulátor signálů FM. MAA661 je sice vyráběn speciálně pro použití ve zvukových obvodech televizních přijímačů, ale získal si rovněž velkou oblibu u konstruktérů amatérských zařízení pro příjem rozhlasu FM a VKV. O tom svědčí nakonec i velké množství zapojení z tohoto obvodu, publikovaných v AR v posledních letech. Popularitu si získal hlavně proto, že se s jeho využitím podstatně zjednodušují obvody mezifrekvenčního zesilovače a především detektoru u přijímačů FM. Podstatnou měrou se na tom podílí právě koincidenční detektor, protože náročnost zhotovení cívek poměrového detektoru ve srovnání s jedinou cívkou fázového

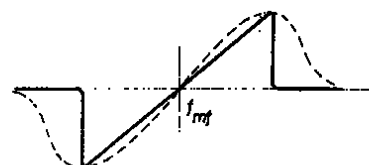
článku koincidenčního detektoru je všeobecně známa. Konstrukce koincidenčního detektoru u obvodu MAA661 umožnila aplikovat na mf zesilovač techniku fázového závěsu, která si postupně dobývá pozice v mnoha odvětvích elektroniky.

Zapojení mezifrekvenčního zesilovače s fázovým závěsem je na obr. 108. Na vstupu je dvoustupňový tranzistorový zesilovač, který vyniká velmi dobrou stabilitou. Kondenzátor  $C_2$  zmenšuje zesílení v oblasti nad 12 MHz. Odpor  $R_1$  a  $R_2$  zajišťují optimální přizpůsobení monolitického filtru typu MU-



RATA SFE 10,7 MA. Odpor  $R_9$  zmenšuje impedanci v obvodu vstupu MAA661, což je velmi důležité pro zachování stability celého mf zesilovače. První část obvodu MAA661 (širokopásmový zesilovač) je zapojena obvyklým způsobem. Používá-li se druhá část obvodu běžným způsobem, pak se zalimitovaný signál z vstupu zesilovače přivádí do koincidenčního detektoru a sice jednou přímo (propojeno uvnitř obvodu) a jednou přes fázovací článek, který na kmitočtu 10,7 MHz otáčí fázi o  $90^\circ$ . Na linearitě fázové charakteristiky použitého fázovacího článku pak závisí zkreslení vznikající v detektoru. V našem případě se do příslušného vstupu koincidenčního detektoru (vývod 12 obvodu MAA661) přivádějí přes  $R_{13}$  a  $C_4$  impulsy z napětím řízeného oscilátoru, který je součástí fázového závěsu.

Oscilátor je sestaven ze tří dvoustupňových hradel s otevřeným kolektorem. Čtvrté hradlo obvodu MH7403 zůstává nevyužito. Kmitočet oscilátoru je řízen výstupním napětím z koincidenčního detektoru přes  $R_{11}$  tak, aby byl stále ve fázi s kmitočtem přijímaného signálu. Přijímaný kmitočet se však mění v rytmu modulační  $\Delta f$  (až 75 kHz). Aby se ve stejném rytmu měnil i kmitočet napětím řízeného oscilátoru, musí být jeho řídicí napětí totožné se signálem modulační. V tomto případě zkreslení závisí na linearitě pře-



Obr. 109. Charakteristika koincidenčního detektoru s fázovacím článkem a fázovým závěsem

vodní charakteristiky napětí – kmitočet pomocného oscilátoru. Na obr. 109 jsou pro srovnání křivky, sejmuté rozmítačem ze zapojení s fázovacím článkem (čárkované) a s fázovým závěsem (plně).

Protože oscilátory sestavené z logických členů NAND mají velmi špatnou stabilitu kmitočtu v závislosti na napájecím napětí, je třeba napájení obvodu MH7403 stabilizovat Zenerovou diodou  $D_1$  (5 V). Kondenzátor deefmáze  $C_{12}$  je třeba při příjmu stereofonních signálů odpojit, aby nebyl potlačen pilotní signál. Vzhledem k tomu, že vedle sebe pracují na stejném kmitočtu zesilovač s velkou citlivostí a generátor s velkou úrovní napětí, je nutné postarat se o důkladné odstínění obvodů tak, že celý zesilovač umístíme do krabíčky z pocínovaného plechu, která je uvnitř rozdělena dvěma přepážkami na tři díly.

Nastavení mezifrekvenčního zesilovače spočívá pouze v nastavení napětím řízeného oscilátoru na 10,7 MHz: odpor  $R_{11}$  odpojíme od vývodu 14 obvodu MAA661 a přivedeme na něj stejnosměrné napětí 6,5 V (takové je přibližně klidové napětí na vývodu 14 u MAA661, napájeného napětím 12 V). Potom se snažíme trimrem  $C_{11}$  nastavit kmitočet napětím řízeného oscilátoru na 10,7 MHz (nejlépe čítačem). V případě potřeby upravíme kapacitu kondenzátoru  $C_{12}$  nebo  $C_{13}$ . Potom připojíme  $R_{11}$  zpět a rozmítačem nastavíme symetrický průběh křivky detektoru jemným doladěním  $C_{11}$ . Destička s plošnými spoji mf zesilovače (L221) je na obr. 110 (za vývoj desky s plošnými spoji děkují autoři ing. V. Kořimkovi), rozložení součástek je na obr. 111.

### Seznam součástek

Odpor (TR 112, TR 151)

$R_1$	4,7 k $\Omega$
$R_2, R_{13}$	390 $\Omega$
$R_3$	100 $\Omega$
$R_4, R_5, R_{10}$	
$R_{12}$	2,2 k $\Omega$
$R_6$	390 $\Omega$
$R_7, R_8, R_{17}$	220 $\Omega$
$R_9$	68 $\Omega$
$R_{11}$	2,7 k $\Omega$
$R_{12}$	120 $\Omega$
$R_{14}$	1 k $\Omega$
$R_{15}, R_{16}$	1,2 k $\Omega$

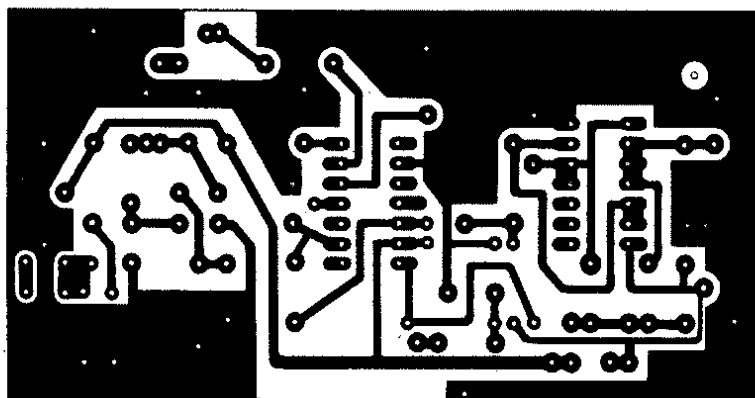
Kondenzátory

$C_1, C_2$	TK 783, 10 nF
$C_3$	220 pF, keramický
$C_4, C_5, C_6$	
$C_7, C_8$	47 nF, keramický
$C_9$	150 pF, keramický
$C_{10}$	1,2 nF, keramický
$C_{11}$	0,5 až 5 pF, doladovací
$C_{12}$	15 pF, keramický
$C_{13}$	27 pF, keramický
$C_{14}, C_{15}, C_{16}$	TK 782, 0,1 $\mu$ F
$C_{17}$	TE 003, 5 $\mu$ F
$C_{18}$	22 nF, keramický TK 783

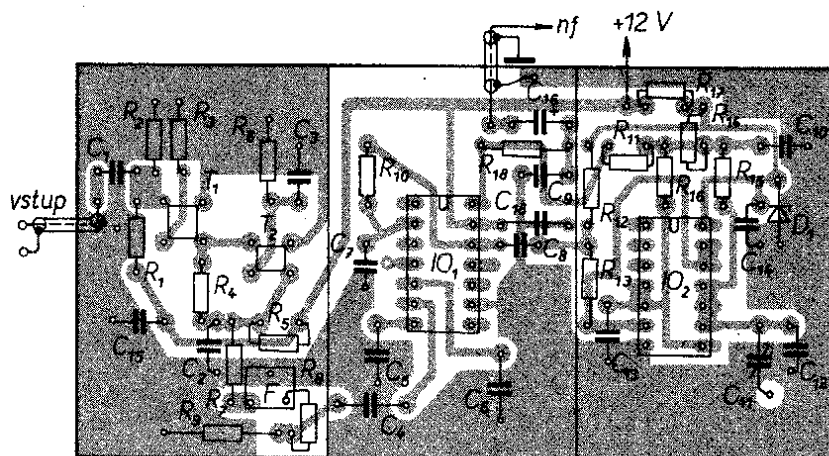
Polovodičové prvky

$T_1, T_2$	KF173
------------	-------

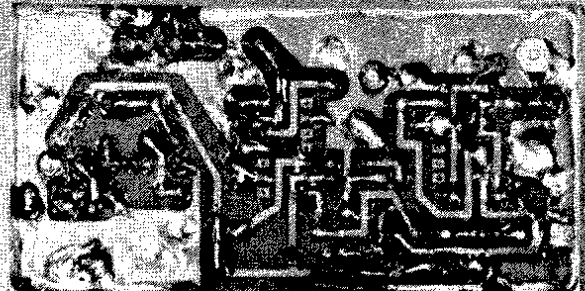
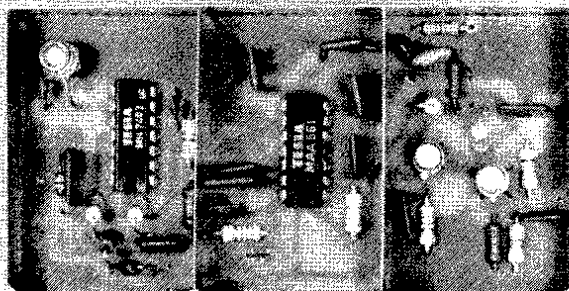




Obr. 110. Deska s plošnými spoji mf zesilovače L 221



Obr. 111. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji



$I/O_1$  MAA661  
 $I/O_2$  MH7403  
 $D_1$  KZ141

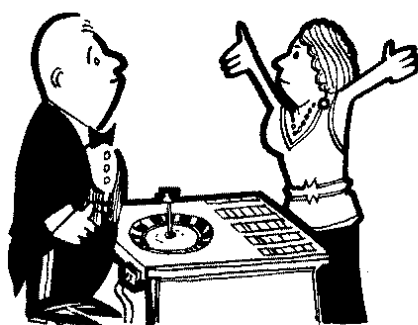
Ostatní součásti

filtr Murata SFE 10, 7MA  
 deska s plošnými spoji L221

## Literatura

Příklady použití integrovaného obvodu pro FM – mf zesilovače s detektorem a mf předzesilovačem MAA661. Technické zprávy n. p. TESLA Rožnov 1975.

## Hry na televizní obrazovce



V prvním letošním čísle modrého Amatérského radia (řada B) byl uveřejněn stavební návod na televizní hru. Konstrukce tohoto přístroje, který umožňuje hrát hru, podobnou tenisu, na obrazovce běžného televizoru, je kompromisem mezi kvalitou na straně jedné a pracností, složitostí a cenou na straně druhé. Kvalitou se zde rozumějí možnosti, které přístroj uživateli dává, tedy množství herních variant a situací, stručně řečeno, pestrost hry. Dnes je již známo, že použití speciálních integrovaných obvodů (včetně mikroprocesorů) dovoluje konstruovat přístroje, které umožňují nejen provozovat celou škálu her, napodobujících nejrůznější kolektivní sporty, ale dávají též možnost pořádat doma letecké, tankové nebo námořní bitvy, či závodit na automobilech nebo motocyklech. Posledně jmenované typy her jsou obvodově charakterizovány zejména použitím pamětí, které reprodukuje pozadí, dále pak dalšími obvody, které např. vypočítávají dopředu trajektorie pohybujících se prvků ve hře na základě údajů o jejich okamžité rychlosti a poloze (střelba na cíl v pohybu), přičemž berou v úvahu překážky (při závodech, bitvách atd.). Zcela samozřejmě patří k výbavě her zařízení pro automatické počítání skóre, jehož stav se zobrazuje přímo na obrazovce.

V poslední době se začínají objevovat elektronické hry, které nejsou vždy přímou analogií sportovního klání. Příkladem takového zařízení je tzv. elektronický šachový partner. Srdcem tohoto přístroje je mikroprocesor Fairchild F-8, provedením přístroj poněkud připomíná elektronickou kalkulačku. Tahy hráče-přístroje i člověka jsou zobrazovány na osmimístném displeji, složeném ze sedmissegmentových znaků. Na horní straně je umístěna malá kontrolní šachovnice s figurkami na zasouvání, kterou si obsluhuje hráč pro svoji potřebu. (Přístroj ji nepotřebuje, neboť jeho paměť nikdy neselže). Tahy hráč-člověk zadává na tlačítkovém poli s tlačítky 1 až 8 a A až H. Šachovnici se situací hry je možno průběžně zobrazovat na televizní obrazovce.

Firma Admiral naproti tomu nabízí zařízení, nazývané Videospond, které v něčem připomíná spíše elektronického osobního tajemníka, než zábavnou hru. Přístroj může například doporučit majiteli na základě zdravotního stavu (duševního i fyzického) vhod-

nou stravu a její množství. Kromě toho může zařízení provádět určité instrukce a testy. Pro pobavení může přístroj kreslit tříbarevné obrázky a díky použitým pamětím je nastřádat a potom podle zvoleného programu reprodukovat jako barevný film.

Není snad třeba zdůrazňovat, že tento druh elektronických her není zatím u nás možné amatérsky napodobit. Jak uvidíme dále, je však možné poněkud zdokonalit hru „televizní tenis“, publikovanou v AR 1/1977 řady B [1]. Protože však jako vždy s dokonalostí rostou současně složitost, cena, pracnost a jiné činitele, musíme si dobře rozvážit, jaké zlepšení je opravdu užitečné (a efektivní), a co je jen zbytečně drahý přepych, nepřinášející adekvátní efekt. Upravíme-li např. zapojení publikovaného televizního tenisu tak, že signály všech obrazců na obrazovce (hráče, čáry) odvodíme od jediného krystalového oscilátoru, spotřebujeme při jeho realizaci několik desítek integrovaných obvodů. Přitom výsledný efekt bude mizivý, protože kromě toho, že se zobrazení prvků na obrazovce poněkud zlepší, na herních variantách (a tedy na zajímavosti hry) se nic nezmění.

Na výstavě Dny nové techniky Výzkumného ústavu pro sdělovací techniku v Praze si



mohli návštěvníci prohlédnout televizní hru, která přesto, že nabízela uživateli jen skromné možnosti, obsahovala přibližně 80 integrovaných obvodů. Z toho je možné učit si představu o ceně tohoto přístroje, která jistě několikanásobně převyšuje cenu běžného televizního přijímače. Za těchto okolností lze ovšem těžko očekávat z řad širokého okruhu spotřebitelů zájem o nákup takového zařízení, které je přitom vlastně pouhým doplňkem k televiznímu přijímači.

Problém realizace podstatně dokonalejší televizní hry na základě součástkové základny, složené prakticky jen z integrovaných obvodů TTL, je stejně bezvýhodný, jako snaha postavit z těchto obvodů elektronickou kalkulačku pro vědecké výpočty. Výsledkem konstrukce je vždy pak složité monstrum, jehož cena stojí vysoko nad jeho možnostmi. Klíč k řešení tohoto problému leží jen v použití integrovaných obvodů velkého stupně složitosti.

Na základě zkušeností s provozem televizní hry, publikované v [1], jsme navrhli a vyzkoušeli řadu úprav této hry, jejichž souhrn teď chceme čtenářům představit. Přitom ponecháváme zcela na úvaze čtenáře, kterou z uvedených úprav zvolí jako užitečnou a pro něho přijatelnou, neboť jednotlivé změny a doplňky je možno uplatňovat odděleně. Realizaci dále uváděných obvodů lze získat tyto změny a doplňky:

1. Ohraničení hracího pole, vytvoření sítě.
2. Změna způsobu podání a ovládání pohybu míče.
3. Změna způsobu ovládání pohybu hráčů (raket).
4. Úprava zapojení generátorů synchronizačních impulsů.
5. Automatické čtení a digitální zobrazení stavu hry na obrazovce.
6. Zobrazení stavu hry počtem čárek.

Protože oba autoři postupovali při realizaci úprav a doplňků televizní hry částečně samostatně, vznikly vlastně dvě modifikace zapojení, které mají některé znaky podobné nebo společné. První varianta se velmi podobá přístroji, publikovanému v [1]; jednotlivé dílčí obvody zůstaly na zvláštních destičkách s konektory a doznaly jen malých změn. Nejobsažnější změnou je doplnění přístroje o automatické digitální zobrazení skóre na obrazovce televizoru. Tento doplněk je umístěn zvlášť a propojen se základním přístrojem několikažilovým vodičem. Při konstrukci obvodů zobrazení skóre tohoto provedení byl jako prvotní brán požadavek, aby tento doplněk byl co nejlevnější. Realizovat doplněk jistě zájemcům usnadní i to, že jeho obvody byly navrženy na deskách s plošnými spoji.

Ve druhé variantě je uplatněno větší množství změn, a proto byly tyto obvody realizovány na univerzální zkušební desce s plošnými spoji, neboť návrh všech obvodů na jedinou desku se vymyká možnostem autorů. Na základě zkušeností ze stavby je však možno konstatovat, že i tato cesta je dobře schůdná, i když o něco pracnější, neboť je třeba použít značné množství drátových spojek různé délky.

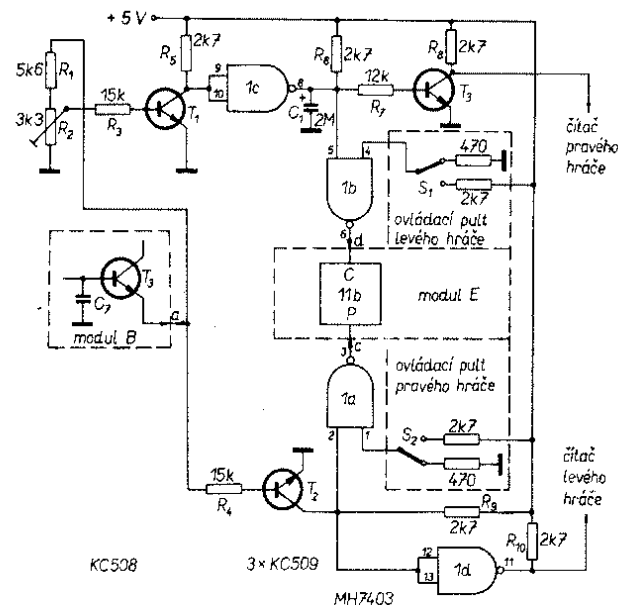
Při výkladu činnosti obou variant upravené televizní hry se předpokládá, že čtenáři jsou seznámeni s podstatou činnosti televizní hry, publikované v [1].

## MODIFIKOVANÉ ZAPOJENÍ TELEVIZNÍ HRY – VARIANTA I

### Digitální vyhodnocení stavu zápasu

V každé hře podobného druhu jako je například tenis, je nutné během zápasu průběžně zaznamenávat skóre. Podobně

Obr. 112. Automatické vyhodnocení chybného zásahu



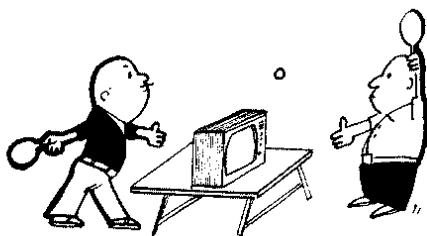
tomu bude i u televizní hry. Způsobů, jak realizovat zápis stavu zápasu, je pochopitelně mnoho. Od způsobu nejprimitivnějšího, kdy si budeme sami zaznamenávat stav zápasu na kousek papíru, až po způsoby složitější, které umožní automatické zaznamenávání. Posledně jmenovaný způsob je sice nejlepší, ale také nejdražší.

Před základní úvahou, jak realizovat čítač skóre, je nutno uvážit, jakou výstupní informaci z televizní hry zvolíme za základ pro čtení. Nejjednodušším způsobem je vyhodnocovat počet podání v průběhu zápasu. Budeme-li vždy dodržovat zásadu, že na podání bude ten hráč, který nezasáhl letící míč, potom následující podání tohoto hráče znamená kladný bod pro soupeře. To znamená, že pomocí dalších kontaktů spínacího tlačítka „podání“ můžeme přivést vhodný impuls na vstup čítače skóre. Nesmíme však zapomenout, že při zahájení zápasu hráč, který zahajuje hru, připočítá tímto způsobem svému soupeři kladný bod, který mu nenáleží (hráč, který svým podáním zahajuje hru, nečiní tak proto, že by při hře udělal chybu, ale proto, že někteří z hráčů musí hru zahájit). Z tohoto důvodu musíme vhodnou předvolbou čítače vyloučit tuto chybu, anebo jednoduše na konci zápasu hráči, který hru nezahajoval, odečteme jeden bod. Výhodou tohoto způsobu vyhodnocení je velmi snadná realizovatelnost bez zásahů do stávajícího provedení televizní hry. Další výhodou je též vyhodnocení chybného podání. Podstatnou nevýhodou uvedeného způsobu vyhodnocení je ta skutečnost, že po chybném zahrání jednoho z hráčů je nutno čekat na změnu skóre až do chvíle, kdy protihráč zahraje podání. Je pochopitelné, že nejefektivnější bude, když se skóre bude měnit automaticky okamžitě po chybě jednoho z hráčů. Takto realizované vyhodnocení chybného bodu bude na rozdíl od předchozího vyžadovat již určité zásahy do původního provedení televizní hry. Nejjednodušším způsobem, jak automaticky určit chybný bod, je vytvořit určité „hranice“ poblíž levého a pravého okraje obrazovky (pochopitelně mimo dosah pohybu „televizních hráčů“) a vyhodnocovat dotyk míče s těmito hranicemi.

Jeden ze způsobů, jak vytvořit potřebné hranice, je analogický realizaci sítě na obrazovce televizoru. To znamená, že se dvěma obrazovými generátory vytvoří vlevo a vpravo svislé vodorovné pruhy a podobným způsobem, jak jsme vyhodnocovali dotyk míče s raketou, můžeme i v tomto případě vyhodnotit dotyk míče s levým a pravým svislým pruhem. Tento způsob je vysvětlován podrobněji na jiném místě.

Nabízí se též velmi jednoduchý způsob, který spočívá ve vyhodnocení napětí na kondenzátoru  $C_7$  v obrazovém generátoru míče (obr. 63 v AR 1/1977 – i další odvolávky na obrázky se týkají obrázků v [1]). Jak bylo uvedeno v [1], právě na velikosti tohoto napětí bude závislá vodorovná složka pohybu míče. Tato složka pohybu míče je totiž ovládána stavem bistabilního klopného obvodu  $BO_2$  (11b na obr. 64), na jehož výstupu  $Q$  je zapojen integrátor  $I_2$ . Integrátor  $I_2$  (obr. 57) je tvořen kondenzátorem  $C_7$  (obr. 63), potenciometrem  $R_{16}$  a odporem  $R_{69}$  (obr. 68). Má-li obvod 11b na svém výstupu  $Q$  úroveň log. 1, bude se kondenzátor  $C_7$  nabíjet přes odpor  $R_{16}$  a  $R_{69}$  směrem k úrovni log. 1 a míč se bude pohybovat zprava doleva. Bude-li naproti tomu výstup  $Q$  obvodu 11b na úrovni log. 0, potom se bude  $C_7$  vybíjet přes odpory  $R_{16}$  a  $R_{69}$ , napětí na emitoru  $T_3$  se bude spojitě zmenšovat a míč se bude pohybovat zleva doprava. Není-li ovládací napětí omezeno tranzistory  $T_7$  a  $T_8$  (obr. 63), integrátor  $I_2$  se dostane do nasyceného stavu (pokud ovšem jeden z hráčů nezasáhne letící míč). To znamená, že na kondenzátoru  $C_7$  bude napětí, jehož velikost v tomto případě bude určena úrovní log. 1, popřípadě úrovní log. 0. Úkolem bude nyní tyto dva krajní stavy vyhodnocovat.

Na obr. 112 je schéma zapojení, které tento požadavek splňuje velmi jednoduchým způsobem. Aby nebyl ovlivněn časový průběh napětí na kondenzátoru  $C_7$ , je napětí k vyhodnocení odebráno až z emitoru tranzistoru  $T_3$  (obr. 63). Toto napětí je přivedeno jednak přes proměnný odporový dělič  $R_1$ ,  $R_2$  na bázi tranzistoru  $T_1$ , jednak přes odpor  $R_4$  na bázi tranzistoru  $T_2$ . Je-li ovládací napětí nulové (míč je vpravo), bude tranzistor  $T_1$  v nevodivém stavu a na jeho kolektoru bude napětí úrovně log. 1. Na výstupu hradla 1c bude potom napětí úrovně log. 0 a na kolektoru tranzistoru  $T_4$  bude napětí úrovně log. 1. Bude-li se nyní ovládací napětí zvětšovat, potom při jeho určité úrovni (nastavitelné trimrem  $R_3$ ) přejde tranzistor  $T_1$  do

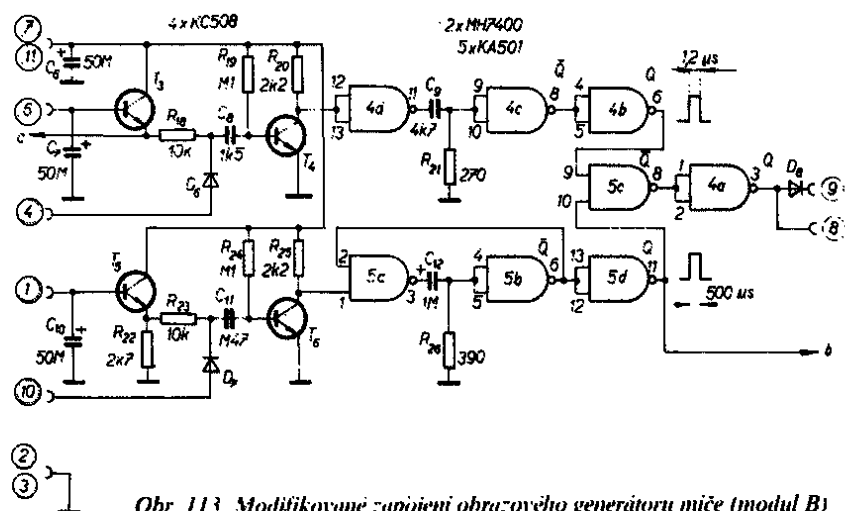


vodivého stavu. To znamená, že nyní bude na jeho kolektoru napětí úrovně log. 0, na výstupu hradla 1c bude log. 1 a konečně napětí na kolektoru  $T_3$  přejde z úrovně log. 1 na log. 0. Vzhledem k tomu, že se předpokládá využit jako vlastních čítačů skóre integrovaných obvodů MH7490, je možné připojit vstup tohoto obvodu přímo na kolektor  $T_3$  (obvod MH7490 je ovládán sestupnou hrnou impulsu). To znamená, že chybný zásah levého hráče je vyhodnocen průchodem míče hranicí, jejíž poloha je určena nastavením trimru  $R_2$ . Jak bývá zvykem, chybný bod jednoho hráče se hodnotí jako kladný bod druhého hráče, tj. výstup z kolektoru tranzistoru  $T_3$  bude připojen na čítač skóre pravého hráče.

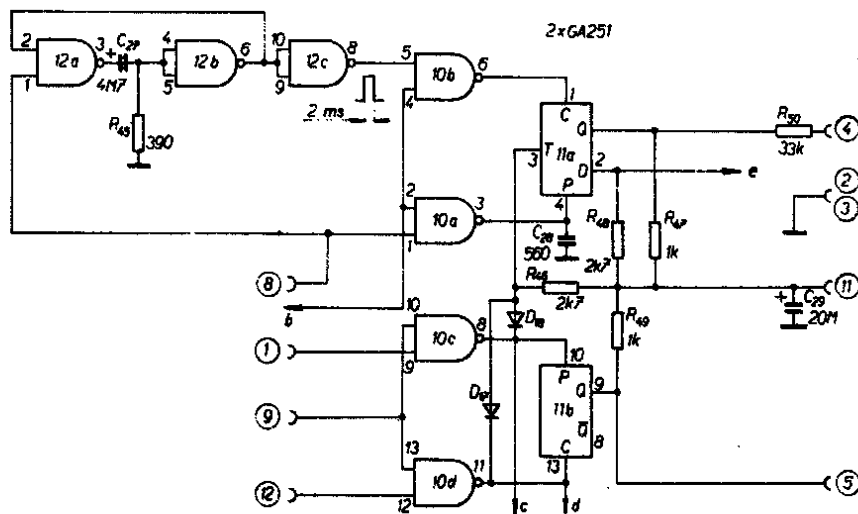
Pokud má ovládací napětí úroveň log. 1 (míč je vlevo), bude tranzistor  $T_1$  ve vodivém stavu a na jeho kolektoru bude log. 0. Na výstupu hradla 1d bude potom napětí úrovně log. 1. Začne-li se nyní ovládací napětí zmenšovat (míč se bude pohybovat zleva doprava), potom při napětí  $U_{B2} < 0,5$  V (na bázi tranzistoru  $T_1$ ) přejde  $T_1$  z vodivého do nevodivého stavu. Na jeho kolektoru bude tedy nyní napětí úrovně log. 1 a výstupní napětí hradla 1d přejde z log. 1 na log. 0. To znamená, že chybný zásah pravého hráče je vyhodnocen polohou míče při ovládacím napětí 0,5 V. Výstup z hradla 1d je možné již tedy připojit na výstup čítače skóre levého hráče. Na rozdíl od předcházejícího případu není v zapojení prvek, kterým bychom mohli nastavit polohu pravé hranice. Jak se totiž ukázalo, ve většině případů takto realizovaná hranice vyhoví. Pokud by však přece jen byla pravá hranice příliš vlevo (zmenšovala by se tím hrací plocha „televizního hřiště“), lze ji nepatrným zvětšením kapacity kondenzátoru  $C_6$  (obr. 63, AR B1/77) posunout směrem doprava.

Při popisu funkce obvodu, který vyhodnocuje vlastně polohu míče v těsné blízkosti levého nebo pravého okraje obrazovky, jsme zatím předpokládali, že i když míč nebude ve viditelném poli obrazovky, bude stále na výstupu obrazového generátoru míče jeho obrazový signál. To nám totiž zaručuje, že míč se bude stále střídavě odrážet od vrchního i spodního okraje obrazovky a hráči mohou svým podáním zahájit hru. Z principiálních důvodů se však v blízkosti levého okraje obrazovky začne zmenšovat svislá složka obrazu míče (obraz míče je vytvořen průnikem svislé a vodorovné složky), až se stane nulovou. To znamená, že bude též nulový signál i na výstupu obrazového generátoru míče. Z tohoto důvodu nelze tedy použít úplného obrazového signálu míče k odrazu od vrchního a spodního okraje obrazovky. Můžeme ale použít jeho vodorovnou složku, jejíž amplituda je nezávislá na tom, zda míč je vpravo nebo vlevo. Za tímto účelem je z výstupu hradla 5d (obr. 113) modifikovaného zapojení obrazového generátoru míče přiveden signál na vstupy hradel 10b, 10a (obr. 114) modifikovaného zapojení modulu, ovládajícího pohyb míče (modul E).

Jak jsme si již řekli, vyhodnocuje se jako chybný zásah poloha míče těsně u pravého nebo levého okraje obrazovky, případně vpravo nebo vlevo mimo viditelnou část plochy obrazovky. V tomto případě lze ovšem tedy velmi těžko použít původní způsob „podání“. Velmi jednoduše bychom mohli podání realizovat přivedením úrovně log. 0 na vstup nulování (clear) nebo nastavování (preset) obvodu 11b (obr. 64) při podání levého, popř. pravého hráče. Princip je tedy v zásadě velmi jednoduchý, ale při vlastním podání je nutno dodržet dvě zásady:



Obr. 113. Modifikované zapojení obrazového generátoru míče (modul B)



Obr. 114. Modifikované zapojení obvodu ovládajícího pohyb míče (modul E)

- podání lze zahrát jen tehdy, došlo-li k chybnému zásahu jednoho z hráčů;
- podání může zahrát pouze ten hráč, který udělal při hře chybu.

Dodržení uvedených zásad nám zajistí hradla 1a, 1b (obr. 112). Abychom například mohli na vstup nulování C obvodu 11b přivést úroveň log. 0, je nutné, aby na vstupech 4, 5 hradla 1b byla současně úroveň log. 1. Jak již bylo uvedeno při popisu funkce obvodu, který vyhodnocuje chybný zásah levého hráče, bude na výstupu hradla 1c (na který je připojen jeden ze vstupů hradla 1b) úroveň log. 1 pouze v tom případě, že míč bude v těsné blízkosti levého okraje obrazovky, tj. po chybném zásahu levého hráče. Sepnutím spínače  $S_1$  můžeme nyní přivést na druhý vstup hradla 1b úroveň log. 1 a zahájit tak hru podáním levého hráče. Podobně tomu tak bude i v případě pravého hráče. Na vstup nastavení P obvodu 11b je možné přivést úroveň log. 0 pouze v tom případě, že na vstupech hradla 1a bude současně úroveň log. 1. Na vstupu 2 hradla 1b bude úroveň log. 1 pouze v tom případě, bude-li tranzistor  $T_2$  v nevodivém stavu – to bude pouze v tom případě, bude-li ovládací napětí menší než 0,5 V, tj. pouze tehdy, bude-li se míč pohybovat těsně u pravého okraje obrazovky po chybném zásahu pravého hráče. Sepnutím spínače  $S_2$  může pravý hráč přivést na druhý vstup hradla 1b úroveň log. 1 a zahájit tak hru podáním. Na první pohled je patrné, že takto realizovaný způsob podání zajišťuje beze zbytku výše požadované dvě zásady.

Proti původnímu způsobu zahájení hry má tento způsob jednu nevýhodu (pro mnoho hráčů možná velkou výhodou) – a sice tu,

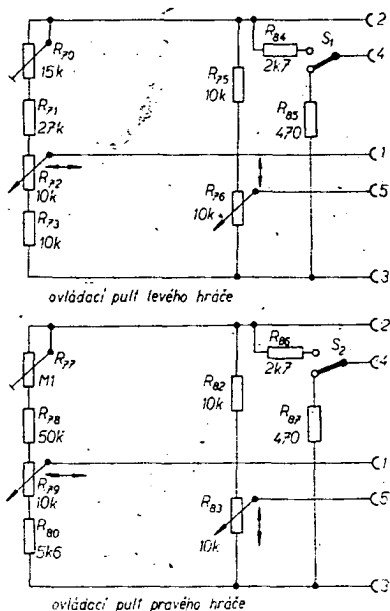
že žádné podání nelze zkazit. Vyhodnocení chybného zásahu a chybného podání by značně zkomplikovalo zapojení vyhodnocovacích obvodů.

Jak je vidět z obr. 112, je zapojení, které umožňuje realizovat modifikovaný způsob podání, velmi jednoduché. Obsahuje pouze jeden integrovaný obvod MH7403 a tři tranzistory KC509. Použití obvodu MH7403 (čtveřice hradel s otevřeným kolektorem) umožňuje přímé propojení na vstupy nulování a nastavení obvodu MH7474.

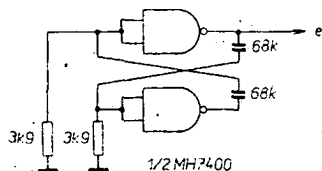
Je pochopitelné, že se změnou způsobu podání je nutné i částečně upravit zapojení ovládacích pultů levého a pravého hráče. Úprava, jak je vidět z obr. 115, spočívá pouze v odlišném zapojení tlačítka podání. Vlastní úprava je velmi jednoduchá, ale přináší jeden problém. V původním zapojení bylo podání realizováno uvnitř ovládacích pultů. To znamená, že jsme nepotřebovali k tomuto účelu zvláštní vodič z ovládacího pultu do vlastního přístroje.

V modifikovaném způsobu podání je však tento vodič nevyhnutelný. Máme nyní tedy možnost použít buď konektor s větším počtem kolíků než v původním zapojení (pochopitelně i vícepramenný propojovací kabel mezi ovládacím pultem a vlastním přístrojem), nebo vynechat některou z funkcí ovládacího pultu a vyšetřit tak jeden potřebný vodič. Zkušenosť ukázala, že většina hráčů používá spínač „předvolba“ čistě náhodně a nikoli promyšleně. To byl také důvod, proč původní způsob předvolby toho, zda se míč po odrazu bude pohybovat směrem nahoru nebo dolů, byl upraven na předvolbu automatickou.

Jak víme, předvolba spočívala v tom, že na vstup D obvodu 11a byla přivedena úroveň



Obr. 115. Upravené zapojení ovládacích pultů



Obr. 116. Automatická předvolba

log. 1 nebo log. 0. Původní zapojení můžeme upravit tak, že na vstup D přivádíme napětí z astabilního multivibrátoru (obr. 116). Předvolba je tak čistě náhodná, neboť kmitočet multivibrátoru je zcela nezávislý na pohybu míče a tedy i na okamžiku dotyku míče s raketou levého nebo pravého hráče. Zároveň je předvolba automatická a je realizována uvnitř vlastního přístroje. To znamená, že na kolík 4 (obr. 115) můžeme připojit vodič ke spínači podání.

Zde je nutné ještě upozornit na to, že uvedené změny poskytují ještě další variantu původní hry. Zajistíme-li totiž nějakým pomocným spínačem, aby na vstupu 4 hradla 1b (obr. 112) a na vstupu 1 hradla 1a byla stále úroveň log. 1, bude podání zcela automatické; míč bude zahrán jako podání vždy, dosáhne-li levé nebo pravé krajní polohy. Výsledný efekt bude tedy takový, jako by se míč odrážel nejen od vrchního a spodního okraje obrazovky, ale též od levého a pravého. To znamená, že obdržíme hru, která svým způsobem bude připomínat hokej (odrazy od mantinelu).

Podobným způsobem můžeme napodobit hru, která se nazývá smash. Pomocným spínačem zajistíme, aby např. na vstupu 4 hradla 1b byla stále úroveň log. 1. To znamená, že na levé straně bude podání automatické, a to vždy, dosáhne-li míč levé krajní polohy. Pravý hráč může tak hrát sám, neboť míč se bude odrážet nejen od vrchního a spodního, ale též od levého kraje obrazovky. Hra bude nyní připomínat hru na stěnu. Pochopitelně můžeme přivést úroveň log. 1 na vstup 1 hradla 1a. Obdržíme v tomto případě odraz od pravého okraje obrazovky. Ve většině případů lze vynechat pomocný spínač, stačí pouze nezapojit jeden z hracích pultů. Nezapojený vstup hradla 1a nebo 1b se totiž sám nastaví do úrovně log. 1 a hra může probíhat výše naznačeným způsobem.

Je tedy vidět, že jsme velmi jednoduchým způsobem získali vyhodnocení chybného zázahu a navíc dvě nové varianty původní

televizní hry. Náklady na popisované úpravy jsou minimální. Jedná se vlastně pouze o integrovaný obvod MH7403, neboť tranzistory získáme použitím původních tranzistorů  $T_7$ ,  $T_8$  (obr. 63) a  $T_{13}$ ,  $T_{14}$  (obr. 64). Zapojení vyhodnocovacího obvodu je tak jednoduché a nenáročné na provedení (jde pouze o stejnosměrné napětí), že obvod byl realizován na univerzální desce s plošnými spoji.

### Generátor číslicových znaků

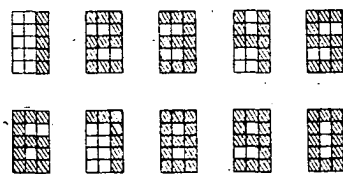
Pod názvem generátor číslicových znaků budeme dále rozumět přístroj, který umožňuje zobrazit na obrazovce televizního přijímače číslice od 0 do 9, a to vždy pouze jednu z těchto číslic. Systémů, které tento požadavek splňují, je pochopitelně celá řada. Zde je možno si připomenout, že se na výstupech počítačů používají též podobné televizní displeje, které jsou velmi dokonalé a umožňují zobrazit nejen číslicové znaky, ale i písmena (tzv. alfanumerický displej). Takto konstruované displeje jsou poměrně velmi složité a jejich realizace v televizní hře by byla zbytečně drahá a pracná. To byl také důvod, proč bylo navrženo a realizováno jednoduché řešení generátoru číslicových znaků, pracující na poněkud odlišném principu, než obvyklé televizní displeje.

Funkce dále popisovaného generátoru číslicových znaků je velmi názorná a vychází ze stejného principu jako obrazové generátory maket míče a raket v televizním tenisu. Můžeme si představit, že jsme nějakým způsobem vytvořili rastr složený z malých čtverečků (obr. 117). Jak je vidět z uvedeně-

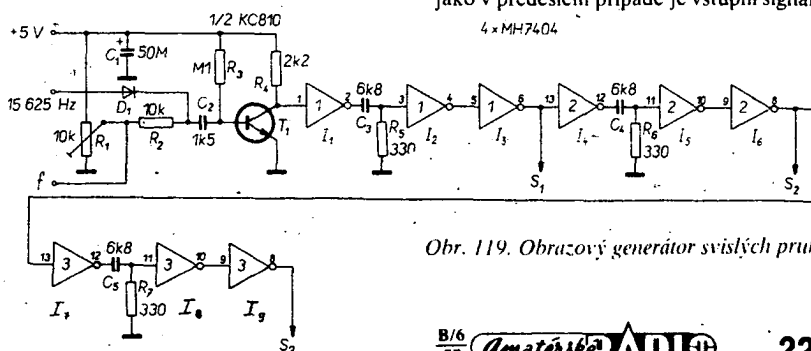
$S_k$	$S_1$	$S_2$	$S_3$
$V_1$	$C_{11}$	$C_{12}$	$C_{13}$
$V_2$	$C_{21}$	—	$C_{23}$
$V_3$	$C_{31}$	$C_{32}$	$C_{33}$
$V_4$	$C_{41}$	—	$C_{43}$
$V_5$	$C_{51}$	$C_{52}$	$C_{53}$

Obr. 117. Číslicový rastr

ho obrázku, rastr se skládá ze tří sloupců a pěti řádek. To znamená, že rastr se skládá z 15 čtverečků. Každý z čtverečků si označíme symbolem  $C_{ik}$ , kde indexy  $i, k$  vyjadřují, že uvažovaný čtvereček je v  $i$  též řádce a v  $k$  též sloupci. Z těchto čtverečků můžeme složit všechny potřebné číslicové znaky, tak jak je to patrné z obr. 118. Na první pohled je vidět, že čtverečky  $C_{22}$  a  $C_{42}$  nejsou v žádné z číslic obsaženy a můžeme je proto také z dalších úvah vyloučit. Jak poznáme dále, je význam-



Obr. 118. Číslice v rastru



né a výhodné při konstrukci daného čísla předpokládat, že v základním stavu jsou všechny čtverečky rozsvíceny, tj. vytvářejí číslici 8, a zhasnutím některých z nich obdržíme žádanou číslici. Dále jsou uvedeny čtverečky, které musí být zhasnuty při jednotlivých číslicích:

- 0  $C_{32}$
- 1  $C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{31}, C_{32}, C_{41}, C_{51}, C_{52}$
- 2  $C_{21}, C_{43}$
- 3  $C_{21}, C_{41}$
- 4  $C_{12}, C_{41}, C_{51}, C_{52}$
- 5  $C_{23}, C_{41}$
- 6  $C_{23}$
- 7  $C_{21}, C_{31}, C_{32}, C_{41}, C_{51}, C_{52}$
- 8 —
- 9  $C_{41}$

Jak je tedy z výše uvedeného vysvětlení funkce generátoru patrné, budeme potřebovat k zobrazení číslice:

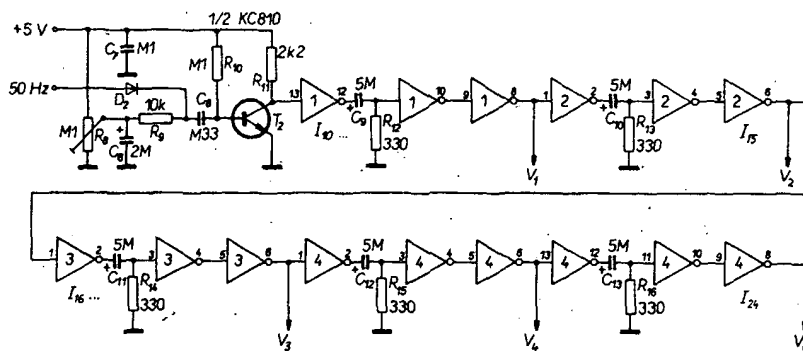
- a) obrazový generátor rastru,
- b) paměť, ve které je uložena informace, které ze čtverečků mají být zhasnuty při požadované číslici.

Při realizaci obrazového generátoru rastru budeme vycházet ze stejného principu, který byl použit v obrazových generátorech maket hráčů a raket. Jak bylo uvedeno v [1], k zobrazení bílého čtverečku na televizní obrazovce potřebujeme obrazový generátor bílého svislého a vodorovného pruhu. Průnikem těchto pruhů obdržíme žádaný čtvereček. To znamená, že v případě obrazového generátoru rastru budeme potřebovat generátory tří svislých pruhů a pěti vodorovných pruhů.

Zapojení generátorů prvního svislého a prvního vodorovného pruhu můžeme převzít z televizní hry. Obrazový generátor svislého i vodorovného pruhu se skládá ze zpožďovacího obvodu, který určuje polohu pruhu na obrazovce; a monostabilního klopného obvodu, který určuje šířku pruhu. Monostabilní klopné obvody, použité v obrazových generátorech maket míče a raket, jsou spouštěny sestupnou hranou vstupního impulsu a jejich výstupní impulsy jsou kladné. Je proto možné zapojit řadu těchto monostabilních obvodů tak, aby vždy výstupní impuls jednoho obvodu spouštěl další obvod. Obdržíme tak sérii po sobě následujících impulsů. Takováto série impulsů představuje vlastně obrazový generátor po sobě následujících pruhů.

Na obr. 119 je skutečné zapojení obrazového generátoru svislých pruhů. Zpožďovací obvod je složen ze součástek  $R_1, R_2, R_3, R_4, C_2, D_1$  a  $T_1$ . Zpožďovací obvod umožňuje umístit generované pruhy do zvolené vzdálenosti od levého okraje obrazovky. Posuv ve vodorovném směru je závislý na nastavení trimru  $R_1$ . Za zpožďovacím obvodem následuje první monostabilní obvod, složený z invertorů  $I_1, I_2, I_3$  (MH7404), kondenzátoru  $C_3$  a odporu  $R_5$ . Z výstupu invertoru  $I_3$  můžeme již odebírat obrazový signál prvního svislého pruhu  $s_1$  a zároveň tímto signálem bude spouštěn druhý monostabilní obvod ( $I_4, I_5, I_6, C_4$  a  $R_6$ ). Na výstupu  $I_6$  bude nyní obrazový signál  $s_2$  druhého svislého pruhu. Podobně jako v předchozím případě je vstupní signál  $s_2$

Obr. 119. Obrazový generátor svislých pruhů



Obr. 120. Obrazový generátor vodorovných pruhů

spouštěcím impulsem pro třetí monostabilní obvod ( $I_3$ ,  $I_4$ ,  $I_5$ ,  $C_3$  a  $R_7$ ). Z výstupu invertoru  $I_5$  je potom konečně odebrán obrazový signál  $s_3$  třetího svislého pruhu. Časové konstanty  $\tau_1 = R_1C_1 = R_2C_2 = R_3C_3 = R_4C_4 = R_5C_5$  určují šířku generovaných svislých pruhů.

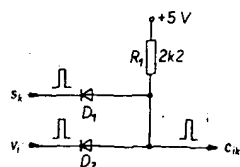
Zcela analogicky je zapojen i generátor vodorovných pruhů (obr. 120). Nastavením trimru  $R_6$  je možno posouvat sérii vodorovných pruhů ve svislém směru. Výška pruhů je určena časovou konstantou  $\tau_1 = R_1C_1 = R_2C_2 = R_3C_3 = R_4C_4 = R_5C_5$ . Jak je patrné z obr. 119 a obr. 120, jsou do generátoru svislých a vodorovných pruhů přivedeny kladné řádkové, popř. snímkové synchronizační impulsy. Tyto impulsy jsou odebrány z generátoru synchronizačních impulsů (obr. 60, AR B1/77). V tomto případě nejsou však odebrány z emitoru tranzistoru  $T_1$ , popř.  $T_2$ , ale z výstupu 3 hradla 2a, popř. z výstupu 11 hradla 3d. Tímto způsobem bude zaručeno, že poloha číslic na obrazovce nebude ovlivňována pohybujícím se mičem.

Jak jsme se již zmínili, je možné průnikem svislých a vodorovných pruhů obdržet jednotlivé čtverečky rastru. Pro čtvereček  $c_k$  je tedy možno psát rovnici

$$c_k = v_i \cdot s_j$$

Uvedená rovnice vyjadřuje funkci logického součinu. K realizaci této funkce je v našem případě použito jednoduché diodové hradlo AND, jehož základní zapojení je na obr. 121. Základní vlastností tohoto hradla je, že výstupní signál bude mít úroveň log. 1 pouze tehdy, budou-li současně na obou vstupech signály s úrovní log. 1. Je tedy zřejmé, že přivedeme-li na jeden ze vstupů obrazový signál svislého pruhu  $s_i$  s úrovní log. 1 a na druhý vstup obrazový signál vodorovného pruhu  $v_j$  též s úrovní log. 1, bude výstupní signál odpovídat průniku uvažovaných pruhů. Vzhledem k tomu, že čtverečků je v rastru 13, budeme též potřebovat stejný počet uvedených diodových hradel AND.

Další z obvodů, které potřebujeme, je (jak již bylo uvedeno) paměť, v níž je uložena informace, které ze čtverečků rastru mají být zhasnuty při požadované číslici. Zde je nutné poznamenat, že vstupní informace přiváděné do paměti budou v kódu BCD, neboť na místě vlastních čítačů skóre jsou použity (viz

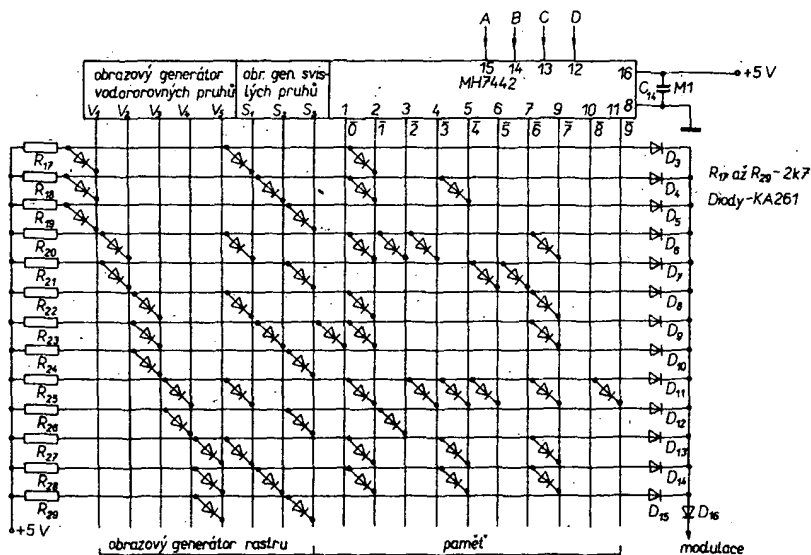


Obr. 121. Dvojvstupové hradlo AND z diod

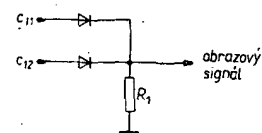
dále) dekadické čítače MH7490, jejichž výstupy jsou právě v kódu BCD. Je vhodné tedy použít z důvodů jednoduchosti realizace převodník kódu BCD na kód 1 z 10 (MH7442), který bude v tomto případě i součástí uvažované paměti. Vzhledem k tomu, že převodník MH7442 má inverzní výstupy, lze pro jednotlivé čtverečky  $c_k$  psát následující rovnice:

$$\begin{aligned} c_{11} &= v_1 \cdot s_1 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{12} &= v_1 \cdot s_2 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{13} &= v_1 \cdot s_3 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{21} &= v_2 \cdot s_1 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{22} &= v_2 \cdot s_2 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{23} &= v_2 \cdot s_3 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{31} &= v_3 \cdot s_1 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{32} &= v_3 \cdot s_2 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{33} &= v_3 \cdot s_3 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{41} &= v_4 \cdot s_1 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{42} &= v_4 \cdot s_2 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{43} &= v_4 \cdot s_3 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{51} &= v_5 \cdot s_1 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{52} &= v_5 \cdot s_2 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \\ c_{53} &= v_5 \cdot s_3 \cdot \bar{1} \cdot \bar{4} \end{aligned}$$

Každá z uvedených rovnic vyjadřuje logický součin a možno ji slovně vyjádřit takto: čtvereček  $c_{11}$  nesvítí při číslici 1, čtvereček  $c_{12}$  při číslicích 1 a 4, čtvereček  $c_{13}$  svítí při všech číslicích, čtvereček  $c_{21}$  nesvítí při číslicích 1, 2, 3, 7 atd. Uvedené vztahy můžeme realizovat podobně jako při průniku pruhů jednoduchými hradly AND. Počet vstupů jednotlivých hradel a tedy i počet diod je určen počtem jednotlivých činitelů příslušné rovnice. To znamená, že pro čtvereček  $c_{11}$  potřebujeme hradlo se třemi vstupy, pro čtvereček  $c_{12}$  hradlo se čtyřmi vstupy atd. Na obr. 122 je uvedeno skutečné zapojení obrazového generátoru rastru a paměti. V levé části obrázku je obrazový generátor rastru, zatímco v pravé části je paměť.



Obr. 122. Paměť a obrazový generátor rastru

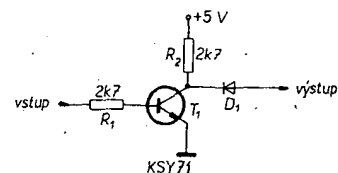


Obr. 123. Dvojvstupové hradlo OR

Zatím jsme uvažovali pouze obrazové signály jednotlivých čtverečků. Abychom dostali obrazový signál celé číslice, je nutné obrazové signály jednotlivých čtverečků vhodným způsobem sloučit. Výstupní signál po sloučení dílčích signálů můžeme vyjádřit obecně rovnicí:

$$Z = c_{11} + c_{12} + c_{13} + c_{21} + c_{22} + c_{23} + c_{31} + c_{32} + c_{33} + c_{41} + c_{42} + c_{43} + c_{51} + c_{52} + c_{53}, \quad 1$$

kde pro  $c_k$  platí výše uvedené vztahy. Uvedená rovnice vyjadřuje logický součet. K realizaci logického součtu použijeme v našem případě jednoduché diodové hradlo OR se 13 vstupy (každý pro jeden ze čtverečků). Na obr. 123 je základní zapojení uvažovaného hradla. V zapojení na obr. 122 je hradlo tvořeno diodami  $D_1$  až  $D_{13}$ . Odpor  $R_1$  na obr. 123 je zde nahrazen vstupním odporem následujících obvodů. Dioda  $D_{16}$  pouze zmenšuje úroveň výstupního signálu, aby nedocházelo k nepříjemnému přejasení obrazovky číselným vyjádřením stavu zápasu. Zde je nutno poznamenat, že vyjádření stavu zápasu bílými číslicemi je vhodné pouze v tom případě, když jsou číslice během hry zhasnuty a rozsvítí se pouze v tom případě, dosáhne-li jeden z hráčů kladného bodu (změní-li se skóre). V okamžiku zahájení hry musí číslice automaticky zhasnout, neboť bílý míč by na bílých číslicích nebyl vidět. Abychom nemuseli číslice během hry zhaset, lze je realizovat jako černé. Bílý míč na černých číslicích je pak velmi dobře vidět a číslice tedy není nutné zhasínat. K tomu, abychom obdrželi černé číslice, postačí invertovat výstupní signál z generátoru obrazových znaků. Na obr. 124 je uvedeno zapojení



Obr. 124. Invertor obrazového signálu číslic

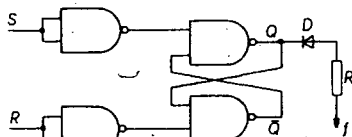
jednoduchého tranzistorového invertoru, vhodného pro uvažované použití. Výstupní signál je z kolektoru tranzistoru veden přes diodu  $D_1$ , která zaručuje, že výstupní signál bude mít vždy menší amplitudu než synchronizační impulsy v úplném televizním signálu televizní hry.

Zatím jsme uvažovali pouze samotný obrazový generátor číslicových znaků, který umožňuje zobrazit na obrazovce pouze jedinou číslici. Vzhledem k tomu, že musíme zobrazit nejméně dvě číslice (pro každého z hráčů jednu, za předpokladu, že nám postačí počítat skóre v rozsahu 0 až 9), je nutné v průběhu jednoho televizního řádku dvakrát využít funkce generátoru číslicových znaků. To znamená: za prvé vytvořit na levé straně obrazovky jednu sérii svislých pruhů a na pravé straně druhou sérii. Za druhé to znamená, aby v době, kdy se vytvoří první série svislých pruhů, byly pomocí elektronického přepínače přepnuty vstupy A, B, C, D převodníku kódu (MH7472) na výstupy čítače skóre (MH7490) určeného pro levého hráče, a v době, kdy se vytváří druhá série svislých pruhů, byly přepnuty vstupy převodníku na výstupy čítače určeného pro pravého hráče.

První sérii svislých pruhů obdržíme způsobem známým z obrazových generátorů maket míče a raket. V tomto případě bude poloha prvního pruhu série odvozena pomocí zpožďovacího obvodu od řádkového synchronizačního impulsu, který je na levém okraji obrazovky. Tuto první sérii můžeme trimrem  $R_1$  umístit do levé části obrazovky. Nyní bychom potřebovali přivést ještě další spouštěcí impuls (v prvním případě to byl řádkový synchronizační impuls), který by uvedl opět v činnost generátor série svislých pruhů v čase, který odpovídá poloze na pravé straně obrazovky. Z uvedeného rozboru vyplývá, že druhou sérii impulsů je vhodné odvodit s jistým časovým zpožděním od pomocného impulsu, který se nachází časově uprostřed řádku, tj. 32  $\mu$ s po řádkovém synchronizačním impulsu. Zde můžeme s výhodou použít obrazový signál sítě, který splňuje požadavky na pomocný impuls.

Ve skutečném provedení není generátor série svislých pruhů spouštěn přímo obrazovým signálem sítě, ale sestupnou hranou impulsu z výstupu klopného obvodu R-S. Klopný obvod je ovládán jednak řádkovým synchronizačním impulsem, jednak obrazovým signálem sítě. Použití klopného obvodu R-S je výhodné, neboť jej můžeme dále využít k ovládání elektronického počítáče. Na obr. 125 je uvedeno zapojení použitého klopného obvodu R-S. Pro tento typ obvodu platí tabulka:

R	S	Q	$\bar{Q}$
0	1	1	0
1	0	0	1
0	0	původní stav	
1	1	neurčitý stav	



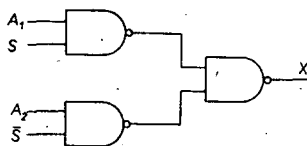
Obr. 125. Klopny obvod R-S

Budeme-li například na vstup R přivádět kladné řádkové synchronizační impulsy a na vstup S kladný impuls obrazového signálu sítě, která je umístěna uprostřed hracího pole, bude výstup Q na úrovni log. 1 během první poloviny televizního řádku, zatímco ve druhé polovině řádku bude na výstupu Q úroveň log. 0. Jinými slovy: v časovém intervalu 0 až 32  $\mu$ s po řádkovém synchroni-

začním impulsu bude na výstupu Q úroveň log. 1 (na výstupu  $\bar{Q}$  úroveň log. 0), zatímco v časovém intervalu 32 až 64  $\mu$ s bude na výstupu Q úroveň log. 0 (na výstupu  $\bar{Q}$  úroveň log. 1). To znamená, že za 32  $\mu$ s po řádkovém synchronizačním impulsu přechází úroveň na výstupu Q z log. 1 na log. 0. Tento záporný napěťový skok je potom přiveden přes diodu D a odpor R na běžec trimru  $R_1$  (obr. 119). Na volbě odporu R bude potom záležet, s jakým časovým zpožděním bude uveden v činnost generátor svislých pruhů. To znamená, že změnou odporu  $R_1$  je možno nastavit polohu rastru v levé části obrazovky a změnou odporu R polohu rastru v pravé části obrazovky.

V popsaném uspořádání se musí již na obrazovce zobrazit dvě stejné číslice. Jedna vlevo od sítě a druhá vpravo. Nyní je nutné v čase 0 až 32  $\mu$ s přepnout vstupy převodníku MH7472 na výstupy jednoho čítače MH7490 a v čase 32 až 64  $\mu$ s na výstupy druhého čítače. Potom levá číslice bude ukazovat stav prvního čítače a pravá číslice stav druhého čítače.

Princip vlastního elektronického přepínače je na obr. 126. Dva vstupní signály  $A_1$ ,  $A_2$



Obr. 126. Základní zapojení elektronického přepínače

jsou střídavě přivedeny na výstup X v závislosti na tom, zda má přepínací signál S (popř.  $\bar{S}$ ) úroveň log. 1 (popř. log. 0), nebo úroveň log. 0 (popř. log. 1). Uvedený obvod splňuje rovnici

$$X = A_1 S + A_2 \bar{S},$$

to znamená, že je-li  $S = 1$  a  $\bar{S} = 0$ , bude platit

$$X = A_1$$

a pokud bude  $S = 0$  a  $\bar{S} = 1$ , bude

$$X = A_2.$$

Budeme-li přepínač ovládat výše popsaným klopným obvodem R-S (výstup Q je spojen se vstupem S a výstup  $\bar{Q}$  se vstupem  $\bar{S}$ ), bude v časovém intervalu 0 až 32  $\mu$ s

po řádkovém synchronizačním impulsu na výstupu přepínače informace  $A_1$ , zatímco v intervalu 32 až 64  $\mu$ s bude na výstupu informace  $A_2$ . Tímto způsobem můžeme přepínat výstupy A, B, C, D dvou čítačů skóre MH7490 (pro každého hráče jeden). Je zřejmé, že v tomto případě budeme potřebovat čtyři elektronické přepínače.

Na obr. 127 je uvedeno úplné zapojení přepínací části, klopného obvodu R-S a dvou čítačů skóre. Zapojení je doplněno nulovým obvodem MH7490, které je pro potřebu počítání stavu zápasu nezbytné. Řádkové synchronizační impulsy 15 625 Hz jsou na vstup obvodů R-S přivedeny ze stejného bodu generátoru synchronizačních impulsů, jako v případě generátoru číslicových znaků. Stejným způsobem jsou přivedeny řádkové synchronizační impulsy do obrazového generátoru sítě. Pro úplnost je na obr. 128 zapojení obrazového generátoru sítě.

Vzhledem k tomu, že zapojení přepínací části je velmi jednoduché, byla tato část též realizována na desce s univerzálními plošnými spoji, zatímco generátor číslicových znaků, který obsahuje poměrně značné množství součástek, byl realizován na zvláštní desce s plošnými spoji. Na obr. 129 je deska s plošnými spoji, rozmístění součástek generátoru číslicových znaků je na obr. 130.

#### Seznam součástek generátoru číslicových znaků

##### Odporů

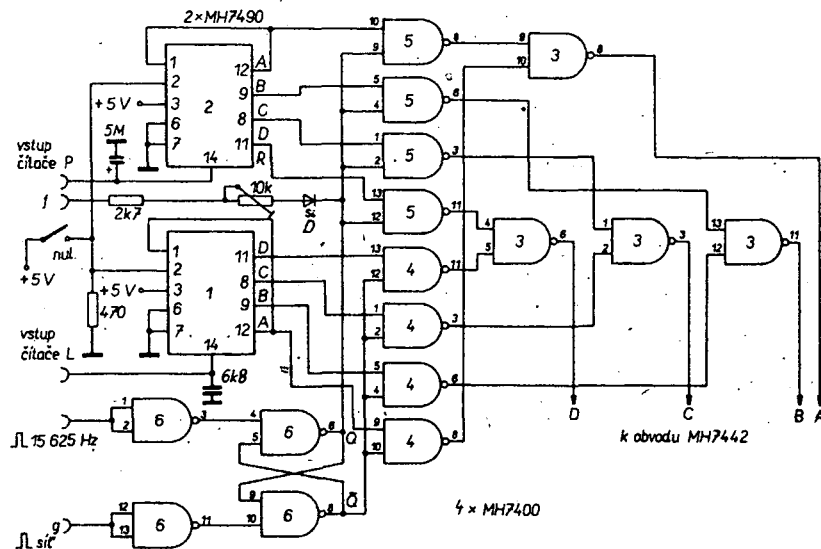
$R_1$	TP 012, 10 k $\Omega$ , trimr
$R_2, R_3$	TR 112, 10 k $\Omega$
$R_4, R_{10}$	TR 112, 100 k $\Omega$
$R_5, R_{11}$	TR 112, 2,2 k $\Omega$
$R_6, R_7, R_8, R_9, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}$	TR 112, 330 $\Omega$
$R_9$	TP 012, 100 k $\Omega$ , trimr
$R_{17}$ až $R_{29}$	TR 112, 2,7 k $\Omega$

##### Kondenzátory

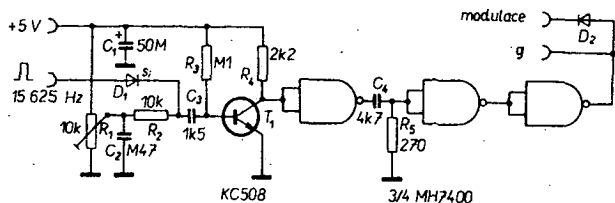
$C_1$	TE 002, 50 $\mu$ F
$C_2$	TK 783, 1,5 nF
$C_3, C_4, C_5$	TK 783, 6,8 nF
$C_6$	TE 005, 2 $\mu$ F
$C_7, C_{14}$	TK 782, 0,1 $\mu$ F
$C_8$	TC 180, 0,33 $\mu$ F
$C_9$ až $C_{13}$	TE 004, 5 $\mu$ F
$C_{15}$	TK 782, 0,1 $\mu$ F

##### Integrované obvody

$IO_1, IO_2$	MH7404
$IO_3, IO_4$	MH7442
$IO_5$	MH7442



Obr. 127. Úplné zapojení elektronického přepínače



Obr. 128. Zapojení obrazového generátoru sítě

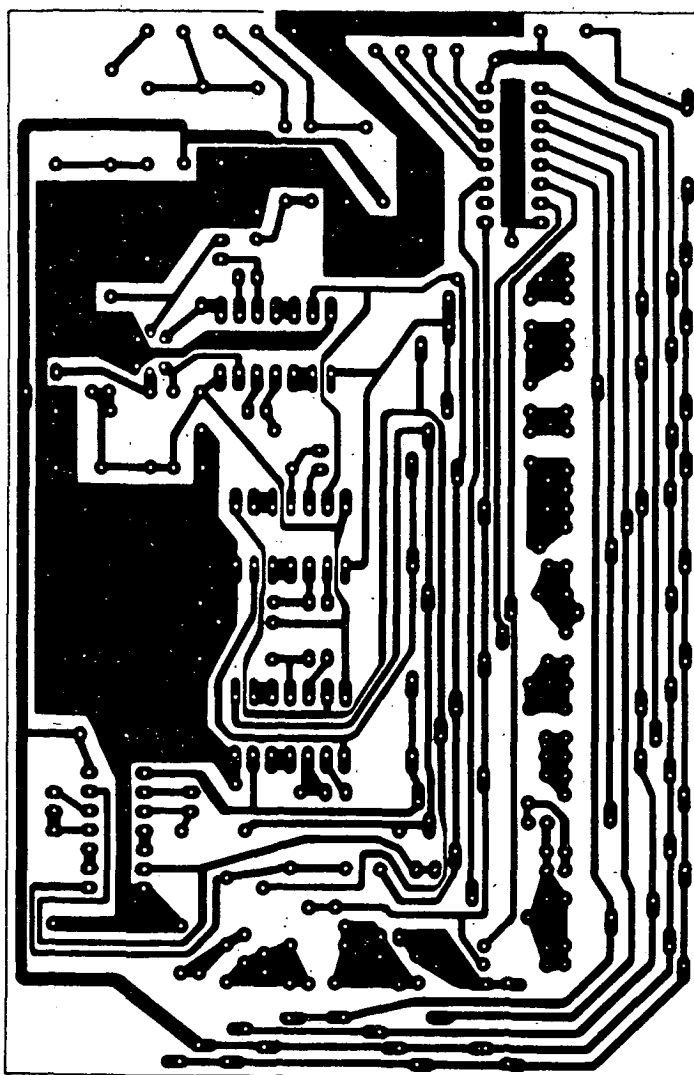
Tranzistory

T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> KC810

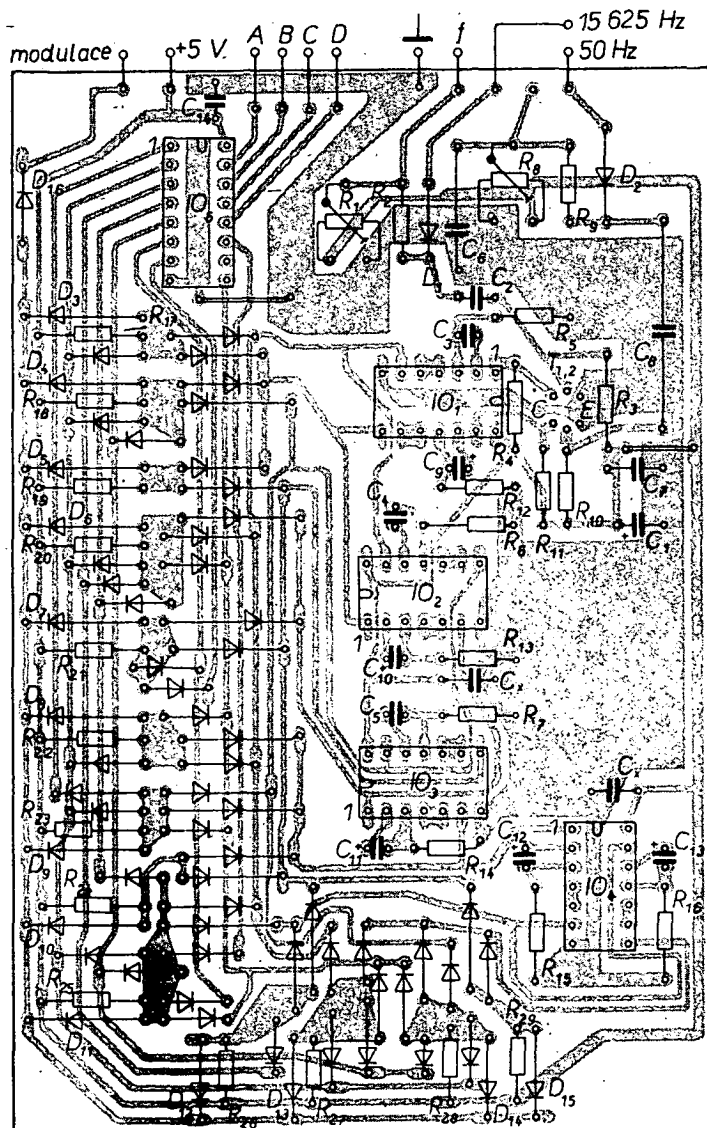
Diody

Všechny diody jsou typu KA261 nebo KA501.

[1] AR B1/77.



Obr. 129. Deska s plošnými spoji generátoru číslicových znaků L 222



Obr. 130. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji

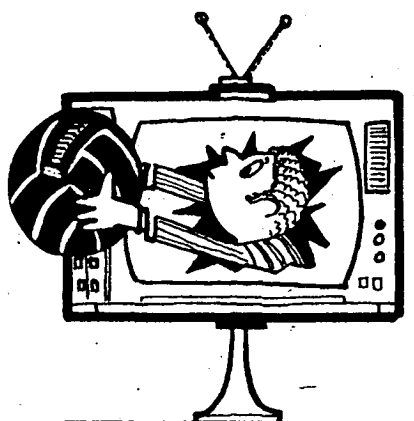
## Modifikované zapojení televizní hry – varianta II

V této variantě jsou obsaženy všechny úpravy a doplňky, vyjmenované již v úvodní stati tohoto pojednání o televizních hrách. Probereme si nyní jednotlivé úpravy a funkci obvodů, které jejich činnost zajišťují. Základní blokové schéma propojení jednotlivých obvodů hry je na obr. 131. Podrobná zapojení jednotlivých obvodů (bloků A až K) jsou na dalších obrázcích.

### 1. Ohraničení hracího pole

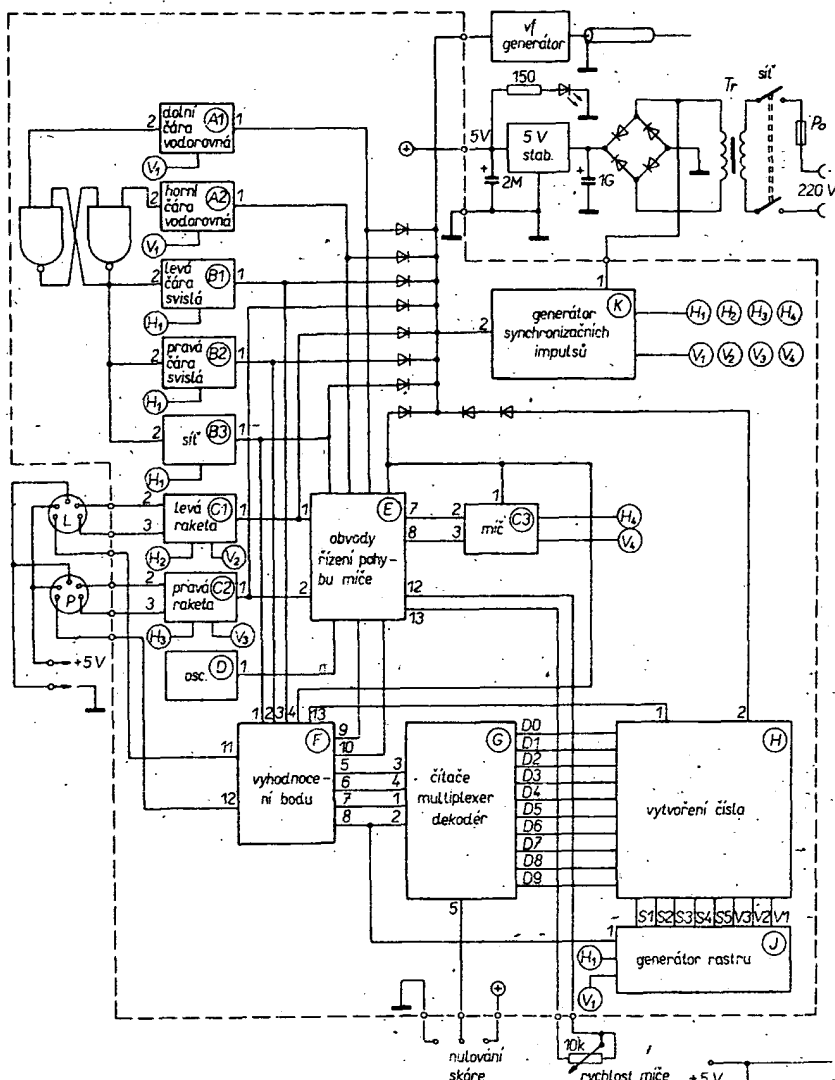
Obrazovými generátory vodorovných a svislých bílých čar bylo na obrazovce

vytvořeno hřiště ve formě, zobrazené na obr. 132. Zapojení generátoru A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> vodorovné čáry je stejné pro čáru horní i spodní, liší se pouze nastavením běžce trimru (obr. 133), které určuje polohu čáry na obrazovce ve

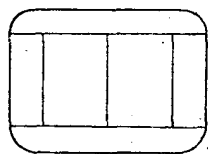


svislém směru. Výstupy 1 obou generátorů vodorovných čar, se zavádějí přes diody do modulatoru vysíláče (vř generátor) a dále do obvodů pro řízení pohybu míče. Míč se tedy neodráží od horního a spodního okraje obrazovky (jak tomu bylo v původním zapojení), ale od těchto vodorovných čar. Výstupy generátorů vodorovných čar, označené 2, se zavádějí do klopného obvodu R-S (viz blokové schéma), který svým výstupem ovládá předposlední logický člen v generátorech svislých čar (B<sub>1</sub>, B<sub>2</sub> a B<sub>3</sub>, levé a pravé základní čáry hřiště a síť). Jak je vidět z obr. 134, je v generátorech svislých čar předposledním logickým členem dvojitý výstupový hradlo (místo invertoru u zapojení generátorů čar vodorovných). Modulaci svislých čar řídíme tak, aby byly rozsvíceny pouze v intervalu mezi horní a spodní vodorovnou čarou. Obvod, zhášeji svislé čáry mimo vymezenou oblast, je opodstatněný, neboť takto vytvořené hřiště působí mnohem lepším dojmem, než když jdou svislé čáry od horního okraje obrazovky až ke spodnímu a vytvářejí v rozích kříže. Výstupy všech svislých čar se svádějí přes diody do modulatoru, přímo pak

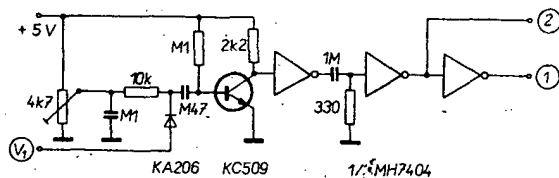




Obr. 131. Blokové schéma modifikovaného zapojení TV hry



Obr. 132. Obráz hřiště na obrazovce

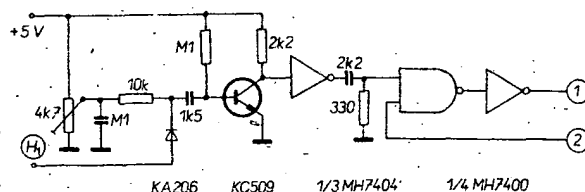


do obvodů pro vyhodnocení bodu (špatného zásahu). Výstup generátoru sítě se kromě toho zavádí ještě do obvodu pro řízení pohybu míče, aby se umožnila tzv. fáleš na síti, spočívající ve změně směru svislé složky pohybu míče při průchodu sítě (zlom ve směru letu míče).

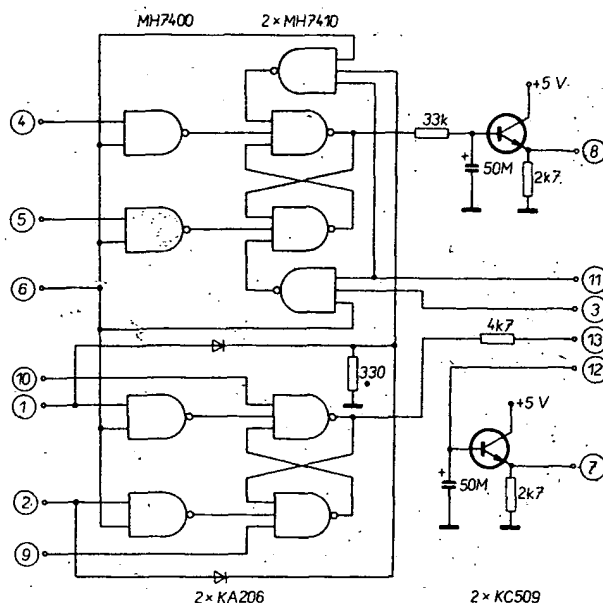
## 2. Změna způsobu podání a ovládání pohybu míče

Obvod pro řízení pohybu míče (obr. 135) se od původního zapojení podstatně liší. Změna zapojení je odůvodněna hlavně tím, že další, hru zpestřující prvky (náhodný nebo předvolitelný směr odrazu míče od hráčů,

Obr. 134. Zapojení generátoru svislých čar



Obr. 133. Zapojení generátoru vodorovných čar



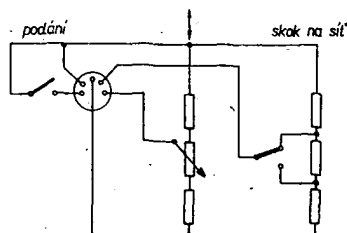
Obr. 135. Obvody řízení pohybu míče

faleš na síti, způsob podání) vyžadují, aby obvody pro změnu směru v obou složkách (vodorovné i svislé) bylo možné ovládat z několika míst. První varianta upravené hry tento problém řeší přidáváním snadno realizovatelných diodových hradel. V této variantě byly pro předem stanovené požadavky navrženy vícevstupové klopné obvody R-S, jeden pro horizontální složku pohybu míče, druhý pro vertikální složku. Obvod pro řízení svislé složky pohybu míče reaguje změnou stavu při každém dotyku míče s jednou z vodorovných čar, ohraničujících hřiště. Kromě toho se může stav obvodu změnit při dotyku míče a některého z hráčů nebo se sítí. Důsledkem je náhodný směr letu míče po odrazu od hráče nebo zlom ve směru letu při průchodu míče sítí. Podrobný popis činnosti a zhodnocení přínosu pro průběh hry byly již podány v souvislosti s výkladem u I. varianty. S klopným obvodem pro řízení vodorovné složky směru letu míče souvisí obvody pro zahájení hry (podání). Rovněž činnost těchto obvodů a jejich přednosti proti původním byly podrobně probrány u I. varianty. Jediná odlišnost spočívá v tom, že obvody podání spolupracují s obvody vyhodnocení špatného zásahu, a ty jsou v variantě I řešeny poněkud odlišně. O tom se však ještě zmíníme při pojednání o zařízení k vyhodnocení skóre.

## 3. Úprava způsobu ovládání pohybu hráčů (raket)

Po zkušenostech z provozu hry jsme přijali názor, že jen málokdo si dokáže osvojit způsob hry, využívající soustavně a s výhodou možnost pohybu hráče v obou směrech. Naopak jako velmi výhodné se ukázalo použít přepínací tlačítko, které při stisknutí připojí na vstup pro řízení horizontální polohy hráče napětí, při kterém se hráč objeví těsně u sítě (obr. 136). Výhodou této možnosti je nejen překvapivé „naběhnutí“ na síť a tím zkrácení doby vrácení míče téměř





Obr. 136. Obvody v ovládacích skřínkách

o polovinu, ale také to, že se při chybě při hře u sítě může hráč skokem vrátit na základní čáru, kde ještě může chybu napravit a míč zasáhnout. Toto řešení, které rovněž přináší hlavně zpestření hry, ušetří jeden ovládací potenciometr, který nahradíme zkusmo sestaveným pevným děličem.

#### 4. Úprava zapojení generátoru řádkových synchronizačních impulsů

Tato úprava (viz. obr. 137) měla za cíl:

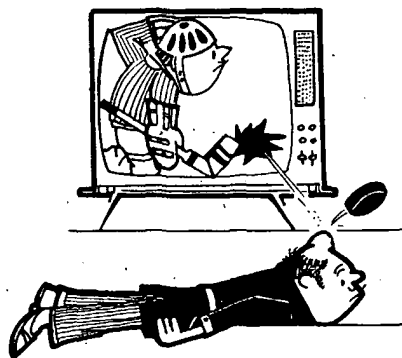
- zlepšit kmitočtovou stabilitu oscilátoru 15 625 Hz,
- Odstranit vzájemnou závislost poloh raket, míče a čar ohraničujících hřiště.

a) Původní zapojení oscilátoru 15 625 Hz má špatnou teplotní stabilitu kmitočtu a proto bylo nahrazeno zapojení, jehož vlastnosti jsou více než o řád lepší.

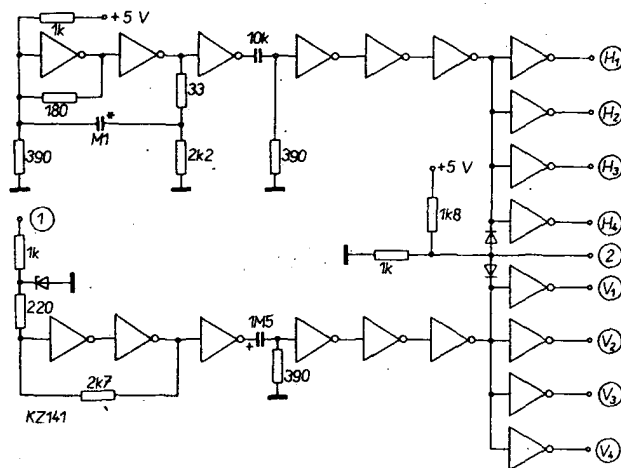
b) V původním zapojení byl pro všechny generátory obrazových prvků vždy jen jeden zdroj řádkových a snímkových synchronizačních impulsů. Při pohybu prvků jsou oddělovací diody předepínány různě velkým předpětím, což znamená, že zdroje synchronizačních impulsů jsou různě zatěžovány. Protože jejich výstupní odpor není nulový, mění se poněkud velikost i tvar jejich výstupních synchronizačních impulsů, což působí současně i malou změnu polohy ostatních obrazových prvků. Tento problém je řešen použitím oddělovacích invertorů, zajišťujících nezávislost polohy všech prvků, u nichž se tato skutečnost může rušivě projevit. Každý pohyblivý prvek má proto vlastní zdroj obou druhů synchronizačních impulsů.

#### 5. Automatické čítání a digitální zobrazení stavu skóre hry na obrazovce

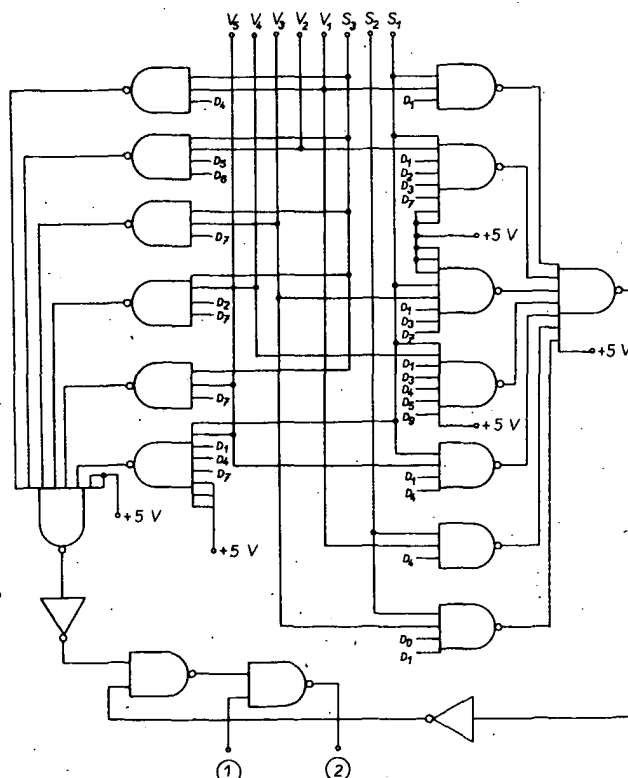
K realizaci digitálního zobrazení skóre na obrazovce jsme přikročili po tom, co jsme poznali, že jakmile u uživatele odezní první dojmy a začne hru používat soustavně jako zdroj zábavy, stává se každý jiný způsob počítání stavu skóre naprosto nevyhovujícím (možnost omylu nebo podvodu, ztráta času



Obr. 137. Zapojení generátorů synchronizačních impulsů

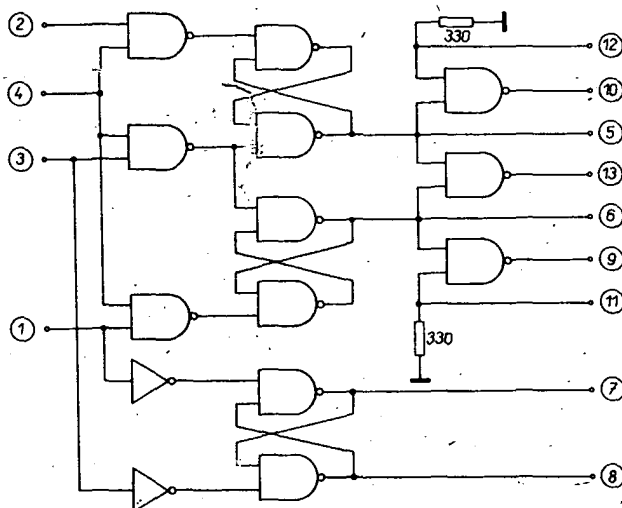


Obr. 138. Obvody vytvářející číslo na obrazovce z rastru

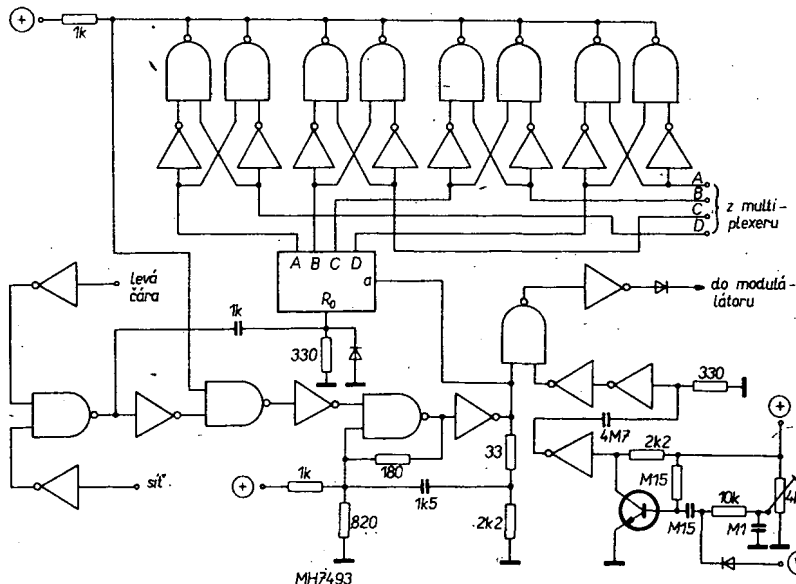


atd.). Navržený a realizovaný způsob automatického čítání skóre je zcela přesný a objektivní. Zobrazení stavu hry na obrazovce je velmi přehledné a hlavně dovoluje hráčům plně se soustředit na hru (hráč nemusí stále střídát směr pohledu). Podstata vytvoření

čísla na obrazovce (lépe řečeno vytvoření vhodného obrazového signálu) již byla podrobně rozebrána a osvětlena při popisu I. varianty hry. Rozdíly jsou pouze v obvodech pro vytvoření čísla z rastru (obr. 138) a v obvodech pro vyhodnocení špatného zásahu



Obr. 139. Obvody vyhodnocení bodu



Obr. 140. Zapojení k vyhodnocení stavu hry počtem čárek

(obr. 139). Obvody pro vytvoření čísla jsou v této variantě složeny z hradel a obsahují navíc obvod, který zháší údaj o stavu hry, když je míč ve hře. Jakmile někdo z hráčů udělá chybu, míč proletí základní čarou do autu (zmizí z obrazovky) a současně se na obrazovce objeví stav hry. V poli každého hráče zůstane číslo, udávající počet jeho bodů, to je počet protihráčem zkažených míčů. Po zahrani podání opět obě čísla zmizí. Zhášecí signál se přivádí do obvodu tvoření čísla (bod 1) a obvodů vyhodnocení bodů (bod 13 – viz obr. 139). Rozsvícení čísel na obrazovce tak výrazně upozorňuje, že došlo k chybě, což zvětšuje zaujetí pro hru nejen u hráčů, ale především u obecnosti, jemuž je takto umožněno „fandění“. Mezi vstupem modulátoru a výstupem obvodu pro tvoření čísla jsou zapojeny dvě diody v sérii, neboť je příznivější, mají-li čísla poněkud menší jas než ostatní obrazové prvky. Vstupy hradel, označené písmenem D s indexem 0 až 9 jsou spojeny s příslušnými výstupy (podle indexu) dekoderu MH7442 (obr. 138). Obvody pro vyhodnocení bodu (obr. 139) znamenají bod při dotyku míče se základní čarou. V takovém případě totiž přejde úroveň na výstupu 5 nebo 6 z úrovně log. 1 na log. 0 a následující čítač MH7490 připočte ke svému stavu jedničku. Výstup bude mít úroveň log. 0 až do toho okamžiku, v němž hráč, který udělá chybu, zahraje podání a míč proletí sítí. Stav výstupů 5 a 6 zároveň přes hradlo obsluhují rozsvícení čísel na obrazovce (výstup 13). Další dvě hradla (výstupy 9 a 10) dávají možnost zahrát podání pouze při chybném zahrani a jen tomu z hráčů, který se chyby dopustil. Od signálů levé základní čáry se dále řídí klopný obvod R-S, který řídí přepínání multiplexeru (obr. 127), který zajišťuje, že v každém okamžiku jsou ke vstupům dekoderu připojeny výstupy příslušného čítače.

## 6. Zobrazení stavu hry počtem čárek

Tento způsob vyjádření skóre má proti předchozímu své výhody i nevýhody. Podstatná nevýhoda proti zobrazení skóre číslicemi spočívá v menší působivosti a přehlednosti. Z jeho výhod můžeme jmenovat především úsporu pořizovacích nákladů a možnost počítat až 16 bodů (s číslicemi pouze deset). Schéma zapojení je na obr. 140. Abychom mohli zobrazit určitý počet čárek, musíme si nejdříve vytvořit běžným způsobem nad horní vodorovnou čarou vodorovný pruh výšky asi 2,5 cm. Obrazový signál toho-

to pruhu pak zavedeme do hradla spolu se signálem spouštěného generátoru napětí obdélníkovitého průběhu o kmitočtu přibližně 1,2 MHz. Pokud by generátor stále pracoval, objevila by se přes celou šířku obrazovky řada čárek – celkem asi 40. Uvedeným zapojením zajistíme, že generátor bude kmitat jen tak dlouho, než vytvoří správný počet čárek (odpovídající přesně stavu příslušného čítače) a potom se zablokuje. Obvody pro vyhodnocení bodu, obvody čítačů a multiplexer jsou shodné s odpovídajícími obvody u zobrazení číslicemi (pouze místo čítačů MH7490 se používají MH7493). Výstupy z multiplexeru se vedou do číslicového komparátoru, který srovnává stav jednoho z obou čítačů skóre se třetím pomocným čítačem MH7493. Na začátku každého cyklu (v okamžiku, kdy paprsek, který kreslí řádek na obrazovce, protne levou základní čáru) se pomocný čítač vynuluje a na komparátor se přes multiplexer připojí výstupy čítače levého hráče. Pokud není stav čítače nulový, pak není shoda mezi stavy výstupů jeho a pomocného čítače a výstupem komparátoru se odblokuje oscilátor, který ihned začne kmitat. Impulsy z výstupu oscilátoru vytvářejí na obrazovce (v levé části) čáry a zároveň se čítají v pomocném čítači. V okamžiku, kdy se stavy obou čítačů vyrovnají, dojde k opětovnému zablokování oscilátoru. Po průchodu řádku sítí se pomocný čítač znovu vynuluje, multiplexer připojí na komparátor čítač skóre pravého hráče a probíhá stejný děj, jako v předchozím okamžiku. Nad každou polovinou hřiště je tedy rozsvíceno tolik čárek, kolik bodů hráč z této poloviny ve hře získal.

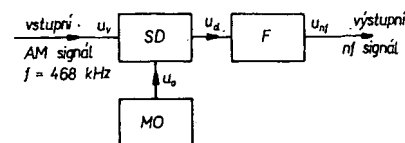
## Synchronní detekce

Prohlédneme-li si několik posledních ročníků AR a RK (respektive AR řady A a B) z hlediska publikací, týkajících se rozhlasových přijímačů, můžeme dojít k zajímavému poznatku. Veškeré zajímavosti a novinky se týkají přijímačů pro kmitočtovou modulaci (např. keramické filtry v mezifrekvenčních zesilovačích, automatická fázová synchronizace – AFS – a to jak v mf zesilovačích, tak ve stereofonních dekódech apod.). Je to velká škoda, neboť výše uvedená zlepšení je možné aplikovat i u přijímačů amplitudově modulovaných signálů. Zejména použití synchronních detektorů, a to jak s automatickou fázovou synchronizací, tak bez ní, může zlepšit vlastnosti celého přijímače. Velkou

výhodou synchronních detektorů s automatickou fázovou synchronizací je to, že jsou schopny zpracovat signál AM s potlačeným nebo nepotlačeným nosným kmitočtem, a to s jedním nebo oběma postranními pásmy. Při realizaci synchronního detektoru můžeme s výhodou použít integrovaný obvod MAA661 (TESLA Rožnov), který je sice určen především pro použití ve zvukové části televizního přijímače, nebo v mf zesilovači přijímače FM, ale jak bude ukázáno dále, lze obvod použít i na místě synchronního detektoru pro přijímače AM.

Při synchronní detekci dochází k periodickým změnám vodivosti nelineárního prvku elektronického obvodu v závislosti na kmitočtu  $\omega_s$  v důsledku působení místního oscilátoru, jehož kmitočet je  $\omega_b = \omega_s$ . Jinými slovy, místní oscilátor působí na nelineární prvek signálem, jehož kmitočet  $\omega_b$  je synchronní se vstupním signálem  $\omega_s$ .

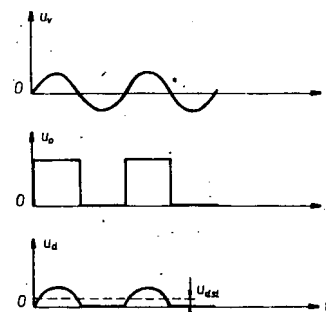
Blokové zapojení synchronního detektoru je na obr. 141. Ukážeme si dále funkci



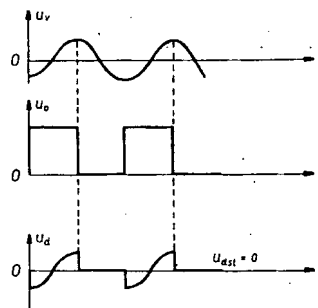
Obr. 141. Blokové zapojení synchronní detekce v mf zesilovači

tohoto obvodu při různé fázové odchylce mezi vstupním signálem a signálem místního oscilátoru. Pro větší názornost budeme předpokládat, že napětí místního oscilátoru má obdélníkový průběh a kmitočet shodný s kmitočtem vstupním, tj.  $\omega_b = \omega_s$ . Signál místního oscilátoru střídavě otvírá a zavírá detektor (mění odpor nelineárního prvku v detektoru). Proud otevřeného detektoru je potom ovládán vstupním signálem.

Na obr. 142 jsou časové závislosti pro případ, že signály vstupní a místního osciláto-



Obr. 142. Synchronní detekce soufázového signálu



Obr. 143. Synchronní detekce, jsou-li signál vstupní a signál místního oscilátoru vzájemně posunutý o 90°

ru jsou soufázové (tj. fázová odchylka mezi nimi je nulová) a na obr. 143 pro případ, je-li fázová odchylka mezi vstupním signálem a signálem místního oscilátoru  $90^\circ$ . Na první pohled je jasné, že v druhém případě bude střední velikost napětí na výstupu filtru nulová. To znamená, že fázový detektor bude selektivním prvkem vzhledem k fázi vstupního signálu. Důsledkem této vlastnosti bude i kmitočtová selektivita.

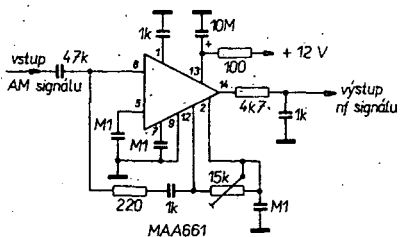
Vzhledem k tomu, že synchronní detektor jako celek může být uvažován jako lineární systém, nemůže být slabý signál potlačen šumem i při poměru signál/šum na vstupu detektoru menším jak jedna.

V [1] je ukázáno, že při slabém vstupním signálu je možno uvažovat rušivý šumový signál jako vektorový součet dvou navzájem kolmých složek. Jedna složka bude ve fázi se vstupním signálem a druhá složka bude fázově posunuta vzhledem ke vstupnímu signálu o  $90^\circ$ . To znamená, že poslední jmenovaná složka šumového signálu bude zcela potlačena působením synchronního detektoru. Je proto možné očekávat, že synchronní detektor v případě velmi malého vstupního napětí bude dvakrát zlepšovat poměr signál/šum (tj. o 3 dB).

Bude-li vstupní signál silný, potom vektor vstupního signálu a vektor rušivého signálu budou ve fázi, tj. vliv rušivé složky, která je fázově posunuta vzhledem ke vstupnímu signálu o  $90^\circ$ , se v tomto případě neuplatní. To znamená, že se při synchronní detekci při silném vstupním signálu poměr signál/šum nezlepšuje.

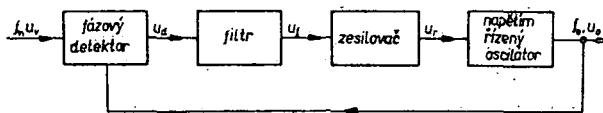
Velkým недостатком synchronních detektorů je, že ke své funkci vyžadují místně generovaný signál o stejném kmitočtu a stejné fázi, jako má vstupní signál. Získat signál s uvedenými vlastnostmi je někdy obtížné. Jedna z možností, jak získat žádaný signál, je na obr. 144. Amplitudově modulovaný signál se přivádí do vstupů koincidenčního detektoru obvodu MAA661 dvěma kanály. Jeden kanál, tvořený limitujícím zesilovačem, omezuje signál AM a zabezpečuje tak synchronní nosný kmitočet zbařený modulací obálky. Druhým kanálem se přivádí signál AM přímo na druhý vstup koincidenčního detektoru. Trimrem 15 kΩ lze přesně nastavit správnou fázi nosného kmitočtu. Zapojení na obr. 144 je vhodné používat maximálně do kmitočtu asi 7 MHz. Na vyšších kmitočtech má totiž závislost výstupního zvukového signálu na signálu nosného kmitočtu (amplitudově modulovaného) ostrá minima a maxima. Minima na křivce jsou způsobena natáčením fáze o  $90^\circ$  a  $270^\circ$  v zesilovači obvodu MAA661 [2].

Principu synchronní detekce je možné využít v různých zařízeních. Např. v televizních přijímačích jako detektoru obrazového signálu. Výhoda tohoto uspořádání bude v tom, že se odstraní zkreslení výstupního signálu vlivem vysílání pouze jediného postranního pásma, dále se vyloučí brum ve zvuku způsobovaný záněti chrominančního signálu. V neposlední řadě bude použití



Obr. 144. Synchronní detektor s MAA661

Obr. 145. Blokové zapojení systému AFS



synchronního detektoru výhodné vždy tam, kde půjde o potlačení poruch a šumu. Jak bylo již uvedeno, synchronní detektor může zlepšit poměr signál/šum o 3 dB.

Další z možností, jak získat žádaný signál pro ovládání synchronního detektoru, je použít systém s automatickou fázovou synchronizací (AFS).

### Funkce systému AFS

Blokové zapojení systému AFS je na obr. 145. Systém se skládá z fázového detektoru, filtru, zesilovače chybového napětí (není vždy nutný) a napětím řízeného oscilátoru. Není-li k systému AFS připojen vstupní signál, je výstupní napětí fázového detektoru (tzn. chybové napětí) nulové. Napětím řízený oscilátor volně kmitá na kmitočtu  $f_0$ . Po připojení vstupního signálu vznikne na výstupu fázového detektoru chybové napětí  $U_0$  jako následek fázových a kmitočtových rozdílů mezi vstupním signálem a signálem napětím řízeného oscilátoru. Vzniklý chybový signál (jeho stejnosměrná i střídavá složka) se filtruje dolní propustí a zesiluje v zesilovači chybového napětí. Filtrace je nezbytná k odstranění parazitní střídavé složky chybového napětí. Výstupní stejnosměrné napětí (předpokládáme, že vstupní signál není modulován ani kmitočtově ani fázově) se používá k synchronizaci napětím řízeného oscilátoru. Znamená to, že při jakékoli změně fáze mezi vstupním signálem a signálem napětím řízeného oscilátoru je signál tohoto kmitočtu ovládan tak, aby vzniklá fázová chyba byla redukována.

Není-li fázový detektor dobře vyvážen, mohou na jeho výstup proniknout modulační signály nízkého kmitočtu (pochopitelně jen tehdy, je-li vstupní signál modulován amplitudově). Bude-li jejich kmitočet srovnatelný s šířkou přenosové funkce systému AFS, pak bude filtrace chybového napětí nedostatečná. Nedostatečnou filtrací dojde potom k parazitní modulaci místního oscilátoru, což může mít za následek vznik zánějových signálů na výstupu synchronního detektoru. Z tohoto důvodu je třeba volit dostatečně úzké přenášené pásmo. Na druhé straně však extrémně úzké přenášené pásmo znamená prodloužení času potřebného k zasynchronizování místního oscilátoru. Je proto nutné vždy volit vhodný kompromis mezi šířkou přenášeného pásma systému AFS a časem, potřebným k zasynchronizování místního oscilátoru.

Nejčastější aplikací synchronní detekce s použitím systému AFS v radioamatérské praxi je stereofonní dekodér a mezifrekvenční zesilovač pro příjem amplitudově modu-

vaného signálu. Pokud jde o stereofonní dekodér, který pracuje na principu časového multiplexu, nazýváme synchronní detektor jednoduše demodulátorem multiplexního signálu.

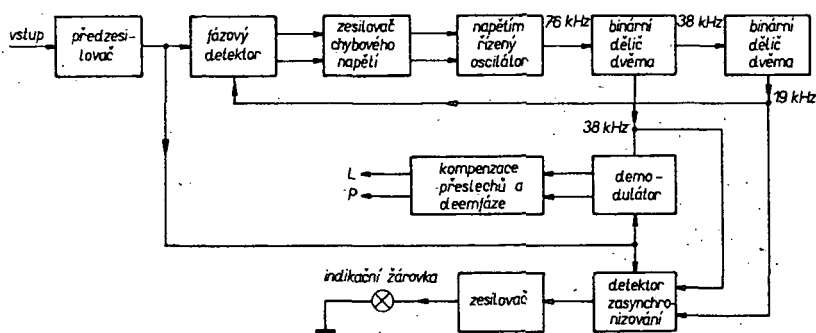
### Stereofonní dekodér s automatickou fázovou synchronizací

Blokové zapojení dekodéru je na obr. 146. Na vstupu je oddělovací předzesilovač, jehož zisk lze v určitých mezích řídit. Může se tak nastavit potřebná úroveň pilotního signálu 19 kHz, která je pro správnou činnost dekodéru potřebná. Za oddělovacím zesilovačem je vyvážený fázový detektor a zesilovač chybového napětí (zapojený jako rozdílový zesilovač). Jeho vstup řídí napětově závislý oscilátor, který volně kmitá na kmitočtu přibližně 76 kHz. Signály 38 a 19 kHz se získávají binárními děliči kmitočtu. K vlastnímu dekódování stereofonního signálu slouží signál 38 kHz, zatímco signál 19 kHz (spolu se signálem pilotním) se využívá k fázové synchronizaci. Dekodér má ještě dále obvody ke kompenzaci přeslechů a členy deemfáze v pravém i levém kanálu.

K automatickému přepínání mono/stereo (a popřípadě k indikaci pilotního signálu) je použit další fázový detektor a zesilovač. Tento fázový detektor na rozdíl od detektoru ve smyčce AFS není vyvážený, zasynchronizují-li se pilotní signál a místně generovaný signál 19 kHz, objeví se na jeho výstupu napětí, které po zesílení automaticky přepne dekodér na stereofonní provoz a zároveň rozsvítí indikační žárovku.

Jaké jsou výhody obnovovače pomocné nosné vlny se systémem AFS proti klasickému způsobu?

1. Obnovovač s AFS je schopen splnit ty nejnáročnější požadavky. Systém může mít velmi úzkou přenosovou charakteristiku, takže se neprojeví rušivě šumová složka vstupního signálu.
2. Systém s AFS je systémem s uzavřenou zpětnovazební smyčkou, takže veškeré změny (např. teplotní, změny hodnot součástek apod.) se samy korigují, což v systému bez vazby mezi vstupem a výstupem není. Chyby systémů bez uvedené vazby mohou být omezeny pouze použitím kvalitních součástek a pečlivým nastavením.
3. Zánějů vzniká velmi málo, protože synchronizační smyčka je úzkopásmová. Systém se tedy chová jako laděný obvod s extrémně velkou jakostí, ovšem bez jeho nedostatku (špatná fázová stabilita).
4. Fázová odchylka v ustáleném stavu je menší než  $1^\circ$ , takže zhoršení přeslechů vlivem nevykompenzované fázové chyby



Obr. 146. Blokové zapojení stereofonního dekodéru s AFS

obnovené pomocné nosné vlny je zanedbatelné ( $-70$  dB).

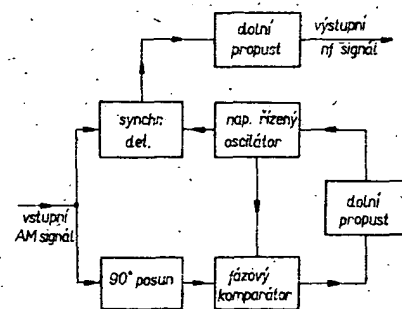
- Systém s AFS se nastavuje jednoduchým způsobem – k nastavení stačí pouze stejnosměrný voltmetr.

Podrobný návod ke stavbě stereofonního dekodéru s automatickou fázovou synchronizací byl uveden v [3] a [4]. V uvedených pracích je realizován stereofonní dekodér s AFS vesměs s československými polovodičovými součástkami TESLA. Přeslechy uvedeného stereofonního dekodéru jsou v pásmu 1 až 10 kHz lepší než  $-40$  dB (při kmitočtu 1 kHz jsou přeslechy  $-45$  dB).

### Synchronní detektor s AFS pro příjem amplitudově modulovaných signálů

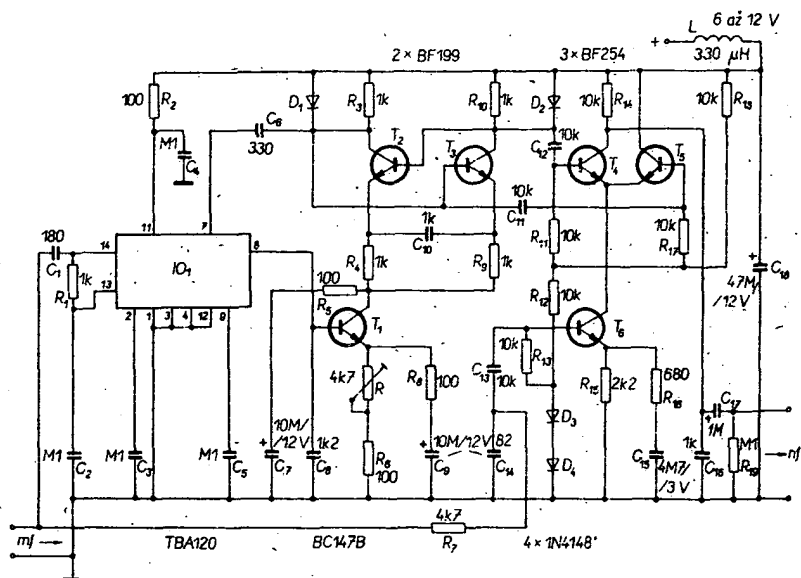
Další aplikací synchronní detekce s automatickou fázovou synchronizací je detektor AM pro mezifrekvenční zesilovače rozhlasových přijímačů. Je všeobecně známo, že pro kvalitní detekci amplitudově modulovaných vln je nutné, aby nosná vlna měla dostatečně velkou a zároveň konstantní amplitudu. Často se však vlivem selektivního úniku zmenší amplituda nosné vlny, což má za následek zvětšení nežádoucího zkreslení. Tento nežádoucí jev může odstranit právě synchronní detekce.

Princip funkce detektoru AM s automatickou fázovou synchronizací je velmi podobný funkci stereofonního dekodéru s AFS. Vstupní (mezifrekvenční) signál je veden jednak přímo do vlastního demodulátoru (obr. 147), jednak do obvodů AFS. Místní, napětím řízený oscilátor kmitá v tomto přípa-



Obr. 147. Blokové zapojení synchronní detekce s AFS v mf zesilovači 468 kHz

dě na kmitočtu asi 468 kHz. Vstupní signál je fázově porovnáván ve fázovém detektoru se signálem místního oscilátoru. Chybové napětí po filtraci nežádoucích složek ovládá napětím řízený oscilátor. Signál napětím řízeného oscilátoru ve vhodných okamžicích přepíná potom vlastní demodulátor. Ke správné funkci celého obvodu je v tomto případě nutný fázovací člen, který posouvá fázi nosné vlny ve vstupním signálu o  $90^\circ$ . Z principu systému AFS totiž vyplývá, že v zasynchronizovaném stavu je mezi vstupním signálem a signálem místního oscilátoru konstantní fázová odchylka asi  $90^\circ$ . U stereofonního dekodéru není tato skutečnost na závadu. Fázový posuv o  $90^\circ$  na kmitočtu 19 kHz znamená posuv  $180^\circ$  na kmitočtu 38 kHz. Posuv fáze obnovené pomocné nosné vlny o  $\pm 180^\circ$  znamená pouze, jak vyplývá ze základních vlastností stereofonního signálu [5], reverzaci levého a pravého kanálu. U detektoru AM posuv nosné vlny o  $90^\circ$  by znamenal, jak bylo již dříve uvedeno, že na výstupu synchronního detektoru by bylo nulové výstupní napětí. Nežádoucí fázový posuv je proto nutno kompenzovat obvodem, který rovněž posouvá fázi nosné vlny o  $90^\circ$ .



Obr. 148. Zapojení synchronní detekce s AFS

Na obr. 148 je zapojení synchronního detektoru s automatickou fázovou synchronizací. Vzhledem k tomu, že zapojení je převzato ze zahraniční literatury [6], je pochopitelné, že obsahuje i zahraniční polovodičové součástky. Jedná se zde ovšem o součástky, které lze jednoduše nahradit tuzemskými typy TESLA. Uvedené zapojení je velmi jednoduché a poskytuje velké možnosti nejen k experimentování, ale k případnému zlepšení kvality amatérských přijímačů pro příjem AM.

Z obr. 148 vyplývá též funkce celého zařízení. Vstupní signál z mezifrekvenčního zesilovače je přiveden jednak přes fázovací člen  $R_1C_1$  na vstup integrovaného obvodu  $IO_1$ , jednak na jeden ze vstupů vlastního synchronního detektoru AM ( $T_4$ ,  $T_5$ ,  $T_6$ ). Mí signál je v obvodu  $IO_1$  dostatečně zesílen a omezen. Proto bude na výstupu  $IO_1$  nosná vlna zbavena modulace a díky omezovací vlastnosti  $IO_1$  bude mít konstantní amplitudu. Filtrovatelný ke správné funkci systému AFS, je tvořen integračním článkem  $R_1C_1$  ( $R_1$  je vnitřní odpor  $IO_1$  na vývodu 8). Napětím řízený oscilátor je realizován tranzistorem  $T_2$  a  $T_3$ , které jsou zapojeny jako astabilní multivibrátor s emitorovou vazbou. Kmitočet se ovládá zdrojem konstantního proudu s tranzistorem  $T_1$ , zapojeným v emitorových obvodech tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$ . Změnou napětí na bázi  $T_1$  bude se měnit emitorový proud tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$ , což má v tomto případě za následek i změnu kmitočtu astabilního multivibrátoru. Proto je také výstup 8 z  $IO_1$  připojen k bázi tranzistoru  $T_1$ .

Signál z astabilního multivibrátoru je přiveden jednak symetricky na báze tranzistorů  $T_4$  a  $T_5$  v synchronním detektoru, jednak nesymetricky přes kondenzátor  $C_6$  na vstup fázového komparátoru v obvodu  $IO_1$ . Demodulovaný signál je odebrán z kolektoru tranzistoru  $T_4$ . Obvyklý výstupní filtrační člen je zde realizován odporem  $R_{14}$  a kondenzátorem  $C_{16}$ .

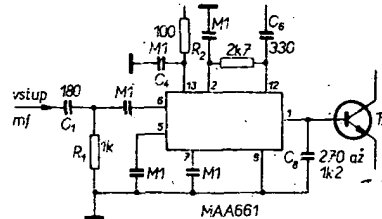
Nastavit synchronní detektor s automatickou fázovou synchronizací je velmi jednoduché. Celé zařízení připojíme k mezifrekvenčnímu zesilovači a za předpokladu, že ten správně pracuje, stačí nastavit správně trimr  $R$ : na vstup mf zesilovače přivedeme signál 468 kHz s nf modulací; k bázi tranzistoru  $T_1$  připojíme stejnosměrný voltmetr (Avomet II), jímž změříme napětí v tomto bodě bez vstupního signálu 468 kHz. Potom budeme sledovat velikost tohoto napětí po připojení vstupního signálu. Otáčíme-li nyní jemně běžec trimru  $R$ , bude mít ručka měřidla

určitou výchylku (nezáleží na tom, zda směrem ke kladným nebo záporným hodnotám vzhledem k původnímu napětí), v určité poloze běžce trimru bude výchylka maximální; pak se začne zmenšovat, dosáhne původní velikosti a opět se bude dále zmenšovat, až dosáhne minima. Trimr je optimálně nastaven tehdy, je-li napětí v měřeném bodě (na bázi  $T_1$ ) stejné jako napětí bez vstupního signálu; „rozladováním“ trimru kolem této polohy se napětí jednou zvětšuje a podruhé zmenšuje.

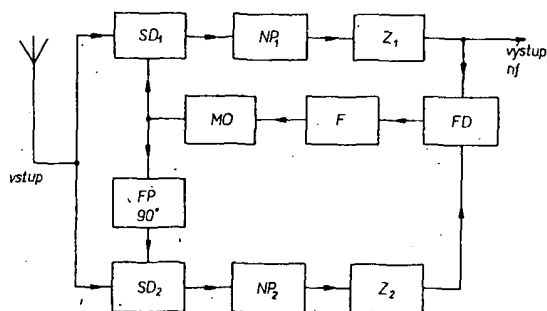
Jak vyplývá z výše uvedeného popisu funkce, je obvod TBA120 využit jednak jako omezovač, jednak jako fázový komparátor. Obě tyto funkce může splnit obvod TESLA MAA661. Činnost omezovače je zde stejná jako u mezifrekvenčních zesilovačů FM – má za úkol zbavit nosnou vlnu amplitudové modulace. Funkce fázového komparátoru se liší jen nepatrně od běžného zapojení koincidenčního detektoru s fázovým článkem, určeného k demodulaci kmitočtově modulovaného signálu. Z obr. 149 je zřejmá náhrada obvodu TBA120 obvodem MAA661.

Zatím jsme uvažovali o použití synchronního detektoru v přijímači AM pouze jako doplňku ke klasickému mezifrekvenčnímu zesilovači. Jak bude dále ukázáno, můžeme synchronního detektoru s AFS využít i tak; že lze místo klasického mf zesilovače použít jednoduchý mezifrekvenční zesilovač. Tento způsob detekce nevyžaduje pro svoji funkci přítomnost nosné vlny, ale pouze postranních pásem.

Na obr. 151 je znázorněn princip zapojení [7]. Signál přijatý anténou je synchronně detekován (směšován) se signálem místního oscilátoru. Předpokladem správné funkce je,



Obr. 149. Fázový komparátor s MAA661



Obr. 151. Blokové zapojení přijímače pro synchronní příjem s AFS

## Hybridní integrované obvody

Hybridní integrované obvody patří k součástkám, které u nás dosud byly amatérskou veřejností zcela opomíjeny. Důvod k tomu jistě nespočívá v hybridních obvodech samých (v jejich vlastnostech), ale především v jejich nedostupnosti v běžné obchodní síti. Doufáme však, že se tento stav změní a tyto perspektivní součástky upoutají na sebe dávno zaslouženou pozornost. Proto také přinášíme o těchto obvodech alespoň stručnou informaci. Zopakujeme si nejdříve základní informace.

Hybridní integrované obvody jsou elektronické součástky v kulatých nebo obdélníkových pouzdrech s větším množstvím vývodů (počet vývodů se většinou pohybuje mezi 8 až 24). Pouzdro obsahuje nosnou destičku, na které jsou vyrobeny určité obvody, vytvořené částečně přímo na destičce (spoje, odpory), a dále prvky vkládané (a propojené s ostatními obvody na destičce tenkými drátky). Vkládanými prvky jsou nejčastěji čipy tranzistorů, diod nebo monolitických integrovaných obvodů, dále pak různé druhy kondenzátorů a jiné miniaturní elektronické součástky. V současné době se nejvíce používají při výrobě hybridních integrovaných obvodů dva základní druhy technologií a sice technologie tlustovrstvová a tenkovrstvová.

U hybridních integrovaných obvodů vyrobených technologií tlustých vrstev tvoří základ keramická destička, na níž je z různých vodivých past většinou sitotiskem vytvořena síť propojovacích cest a odporů. Po tepelném zpracování nanesených past se do obvodů montují vkládané prvky (tranzistory atd.). Vkládané prvky se do obvodů většinou vlepí vodivým tmelem, potom se propojí hliníkovými drátky, které se spojují termokompresí nebo ultrazvukovým svářením nebo lepením vodivým tmelem. Kompletně smontované obvody se ještě před zapouzdřením testují a podle výsledku se upravují (zvětšují), „těstěné“ odpory zmenšením vodivých průřezů tak, aby celý obvod plnil předepsanou funkci.

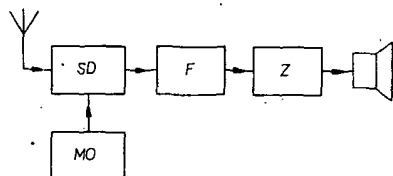
U obvodů vyrobených technologií tlustých vrstev se opět nejdříve vytváří na základní destičce (tentokrát skleněné nebo korundové) spojovací síť (cesty vytváří tenká napařená vrstvička zlata) a síť odporů. Odpory jsou vytvořeny v tence napařené vrstvě chrómu a mají zpravidla tvar pásku nebo meandru. Tvary odporových i vodivých cest se vytvářejí leptáním, kterému předchází fotografické maskování. Po vytvoření obvodů na základní destičce již přichází operace podobné jako u obvodů vytvořených technologií tlustých vrstev (vkládání čipů, kontaktování atd.).

Jak je i z tohoto málo zevrubného popisu patrné, je výroba hybridních integrovaných obvodů poměrně složitou, pracnou a tedy i drahou záležitostí. Nabízí se otázka, co vlastně odůvodňuje existenci těchto obvodů, proč se vyrábějí. Odpověď je jednoduchá. Hybridní technologie umožňuje zaplnit mezery ve schopnostech technologie monolitické. Proto se také vyrábějí pouze takové druhy obvodů, které nelze vyrábět monolitickou technologií. Je známo, že technologie výroby bipolárních a unipolárních (polem řízených) tranzistorů jsou těžko slučitelné, což přineslo některým výrobcům značné zklamání při pokusech vyrobit monolitický operační zesilovač s tranzistory řízenými polem na vstupu. Hybridní integrovaný obvod, obsahující čip s dvojicí tranzistorů řízených polem a čip běžného operačního zesilovače (kromě dalších podružných obvodů) je

že signál místního oscilátoru má správný kmitočet a správnou fázi. Požadavkem je zde, jako v předchozím případě, aby napětí z místního oscilátoru a přijímaný signál byly vzájemně pootočený o 90° (a to i tehdy, je-li nosná vlna na vysílací straně potlačena). Na výstupu detektoru obdržíme potom demodulovaný nízkofrekvenční signál. Zvukový kmitočet je potom dále filtrován nízkofrekvenční propustí a zesílen.

Výhody popisového způsobu detekce jsou zřejmé. Vzhledem k tomu, že vůbec nevznikne signál rozdílového kmitočtu, je vyloučen příjem zrcadlového signálu. Nízkofrekvenční propust, zařazená za demodulátorem, umožňuje získat přijímač libovolné selektivity. Je též zřejmé, že selektivita přijímače může být velmi jednoduše měněna přepínáním charakteristiky nf propusti. Nosný kmitočet amplitudově modulovaného signálu se v tomto případě nezúčastňuje demodulačního pochodu a proto, jak již bylo řečeno, nemusí být vysílán; navíc může být detekován i velmi slabý vstupní signál. Zisk přijímače v tomto případě lze s výhodou zvolit volbou zisku nf zesilovače.

Na obr. 150 je podrobnější blokové zapojení uvažovaného synchronního přijímače,



Obr. 150. Princip přijímače pro synchronní příjem

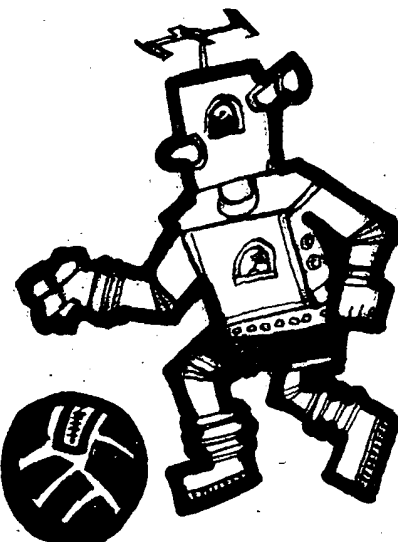
na kterém je též ukázán způsob synchronizace místního oscilátoru. Jak je vidět z obrázku, má přijímač dvě přijímací cesty. Každá z těchto cest má samostatný synchronní detektor SD<sub>1</sub> a SD<sub>2</sub>, na které se přivádí signál z místního oscilátoru MO. Na detektor SD<sub>1</sub> se signál z oscilátoru MO přivádí přímo, zatímco na detektor SD<sub>2</sub> se přivádí signál fázově posunutý o 90°. Pro snadnější porozumění způsobu řízení fáze napětí místního oscilátoru předpokládáme, že místní oscilátor je ve fázi s nosnou vlnou signálu AM. Potom na výstupu synchronního detektoru SD<sub>1</sub> bude demodulované napětí maximální, zatímco na výstupu detektoru SD<sub>2</sub> bude výstupní napětí nulové. Předpokládáme, že se fáze napětí místního oscilátoru neplatně odchýlí od správné velikosti. Demodulované napětí ze synchronního detektoru SD<sub>1</sub> se prakticky nezmění, zato se však na výstupu detektoru SD<sub>2</sub> objeví demodulované napětí. Polarita tohoto napětí (vzhledem k polaritě napětí na výstupu detektoru SD<sub>1</sub>) závisí na fázové odchylce místního oscilátoru. Pokud bude fázová odchylka malá, bude amplituda demodulovaného napětí z detektoru SD<sub>2</sub>

přímo úměrná této odchylce. Na výstupu fázového detektoru FD, na kterém se srovnávají napětí z obou detektorů, se objeví stejnosměrné napětí, které automaticky nastaví správnou fázi místního oscilátoru. Zapojení je doplněno ještě dvěma nf propustmi NP<sub>1</sub> a NP<sub>2</sub>, nf zesilovači Z<sub>1</sub>, Z<sub>2</sub> a filtrem F nutným pro správnou funkci systému AFS.

U popsaného systému je jedno nebezpečí. V modulačních přestávkách vypadne totiž místní oscilátor ze synchronizace. Při opětné modulaci dosáhne místní oscilátor za určitou dobu opět synchronizace. Systém lze však navrhnout tak, že čas potřebný k dosažení synchronizace je velmi krátký, takže případné zkreslení při nezasynchronizovaném místním oscilátoru není patrné ani při přenosu řeči. Obsahuje-li vstupní signál šum, lze snadno zachovat správnou fázi místního oscilátoru díky úzké šumové šířce systému AFS až do takových šumových parametrů, při nichž demodulovaný nf signál nelze již použít.

### Literatura

- [1] Kanevskij, M.; Finkelštejn, M.: Fluktuacionnaja pomecha i obnaruženie impulznych radiosignalov. Gose-nergoizdat: Leningrad 1963.
- [2] Příklady použití integrovaného obvodu MAA661 pro mf FM zesilovače s detektorem a nf předzesilovačem. Technické zprávy TESLA Rožnov 1975.
- [3] Kryška, L.: Tuner-kit 74 stereo. RK č. 6/1975.
- [4] Kryška, L.; Teska, V.: Stereofonní dekodér s automatickou fázovou synchronizací. AR č. 6, 7, 8/1973.
- [5] Mack, Z.: Některé vlastnosti stereofonního rozhlasového přenosu. Rozhlasová a televizní technika č. 2/1967, s. 40.
- [6] Super - PLAM. Elektor, červen 1975, s. 22.
- [7] Sobotka, Z.: Automatická fázová synchronizace. ČSAV: Praha 1963.



klasickým příkladem obvodu, předurčeného k výrobě hybridní technologií. Další příklady bychom našli v obvodech pro vf techniku a jinde.

Největší československý výrobce hybridních integrovaných obvodů n. p. TESLA Lanškroun vyrábí v menších či větších sériích několik set typů hybridních integrovaných obvodů. Mezi nimi je skupina obvodů pro přístrojovou techniku, která obsahuje např. různé stabilizované zdroje, avšak především řadu vynikajících operačních zesilovačů, které svými parametry velmi užitečně doplňují skupinu monolitických operačních zesilovačů, vyráběných v n. p. TESLA Rožnov. Základní obvodový vývoj této skupiny hybridních integrovaných obvodů probíhal většinou ve Výzkumném ústavu matematických strojů. Rozdělme si skupinu hybridních obvodů pro přístrojovou techniku do tří hlavních skupin:

1. Operační zesilovače.
2. Stabilizované zdroje.
3. Ostatní obvody (spínače, převodníky apod.).

### Operační zesilovače

Zcela ve smyslu výše uvedených zásad byly do výroby zavedeny (nebo se právě zavádějí) operační zesilovače s parametry, které nelze současnými možnostmi monolitické technologie zajistit. Dokážeme si to při výčtu jednotlivých typů současným uvedením hlavních parametrů.

**WSH111** je rychlý a přesný inverzní operační zesilovač, charakterizovaný především vysokým tranzitním kmitočtem 10 MHz a rychlostí přeběhu 200 V/μs. Mezi jeho další přednosti patří malý vstupní proud (typicky 5 nA), velký vstupní odpor a velký výstupní proud (20 mA). Zesilovač je svými vlastnostmi předurčen ke konstrukci širokopásmových zesilovačů, oscilátorů, aktivních filtrů a jiných obvodů, které kladou na zesilovač značné požadavky, pokud jde o kmitočet přenášeného signálu.

**WSH115** je zesilovač, zkonstruovaný speciálně pro zpracování signálů impulsního charakteru. Proto je u něho kromě tranzitního kmitočtu (10 MHz) a rychlosti přeběhu (200 V/μs) sledována především tzv. doba ustálení. Tento parametr je důležitý nejen u impulsních zesilovačů, ale též u rychlých převodníků D/A, multiplexerů apod.

**WSH216** je rychlý a přesný diferenční zesilovač, který se vyznačuje především malým teplotním driftem, velkým zesílením a vysokým tranzitním kmitočtem. Jeho vlastnosti mu dávají možnost uplatnit se v náročných přístrojových aplikacích, u nichž se vyžaduje velká napětová stabilita a zároveň dobré dynamické vlastnosti. Namátkou uvedme přesné komparátory, nízkouhlové měřicí zesilovače, logaritmické zesilovače apod.

**WSH217** je první z řady tzv. „fetových“ operačních zesilovačů (tj. zesilovačů, vybavených na vstupech tranzistory řízenými polem). Vyniká velmi malými vstupními proudy (typicky kolem 5 pA) a dobrými dynamickými vlastnostmi (8 MHz, 50 V/μs). Dobře se uplatní při zpracování rychlých signálů ze zdrojů s velkou impedancí, při konstrukci vzorkovacích obvodů, špičkových detektorů apod.

**WSH220** je levný typ univerzálního „fetového“ zesilovače, určený k všeobecnému použití v případech, u nichž se požadují malé vstupní proudy (typicky kolem 5 pA). Vyznačuje se výbornými provozními vlastnostmi. V dynamických parametrech se zhruba shoduje s monolitickým operačním zesilovačem MAA741.

Podobné vlastnosti má i **WSH218**, který je však o třídu lepší ve vstupních proudových (vstupní proud typicky pod 1 pA) i napěto-

vých parametrech (drift řádu jednotek μV/°C).

**WSH219** je přístrojový operační zesilovač s malými vstupními proudy (typ. kolem 0,2 pA), s malým driftem vstupního zbytkového napětí, max. 2 μV/°C, typicky pod 1 μV/°C. Provozními vlastnostmi se podobá zesilovači MAA725. Uplatní se především v náročných přístrojových aplikacích, vyžadujících malé vstupní proudy a dobrou napětovou stabilitu, ale bez nároků na dynamické vlastnosti. Budou to hlavně pomalé měřicí zesilovače a integrátory s velkou impedancí, potenciostaty, pH-metry, logaritmické zesilovače apod.

**WSH223** je elektrometrický operační zesilovač s extrémně malými vstupními proudy, typicky řádu 10<sup>-14</sup> A. Dynamickými vlastnostmi se podobá zesilovači MAA741. Jeho vlastnosti umožňují realizovat kvalitní dlouhodobé integrátory, analogové paměti, fotometrické zesilovače, zesilovače ionizačních proudů apod.

Všechny dosud uvedené typy hybridních operačních zesilovačů obsahují obvody, zajišťující jak ochranu vstupů proti napětovému přetížení, tak ochranu výstupu proti proudovému přetížení (zkrat). Kromě toho umožňují jednoduše nulovat vstupní napětové symetrie jediným prvkem (trimr) a obvody fázové korekce (pokud jsou vůbec třeba) jsou zpravidla velmi jednoduché (jeden kondenzátor – kromě WSH219). To všechno jsou okolnosti, které aplikátorům usnadňují práci a tím zároveň zakládají dobrou pověst, která tyto obvody předchází.

Dosud uvedené hybridní obvody patřily k tzv. přimovázaným operačním zesilovačům. Ve stadiu přípravy výroby je diferenční modulační operační zesilovač **WSH222**, který má až neuvěřitelně dobré vstupní napětové vlastnosti. Typická vstupní napětová nesymetrie je kolem 2 μV, teplotní součinitel je menší než 0,05 μV/°C. Časový drift je menší než 1 μV za rok a šumové napětí v pásmu 1 Hz je menší než 0,2 μV (mezivřcholová hodnota). Z dalších důležitých vlastností jmenujme velké stejnosměrné zesílení (10<sup>9</sup>), malý vstupní proud (max. 100 pA), velký vstupní odpor (10<sup>11</sup> Ω) a malý klidový napájecí proud (asi 0,7 mA). Z toho je patrné, že tento obvod bude užitečný při zpracovávání velmi malých signálových napětí např. z termočlánků apod.

Do skupiny operačních zesilovačů snad můžeme zařadit i zesilovač proudu **WSH125**, umožňující zvětšit výstupní proud všech čs. operačních zesilovačů až na 100 mA, použitelný až do kmitočtu 8 MHz (při plném výkonu).

Obvodově ukončená řada tak zvaných měřicích zesilovačů WSH526 až WSH529 je schopna svými možnostmi způsobit revoluci v konstrukci měřicích přístrojů nejrůznějšího zaměření. Budeme si proto přát, aby příprava jejich výroby proběhla bez komplikací v čase co nejkratším.

### Stabilizované zdroje

Aplikačně nejzajímavější představitel této skupiny je dvojitý stabilizátor **WSH913**, určený především k napájení operačních zesilovačů. Tento hybridní integrovaný obvod má pět hlavních svorek. Dvě svorky pro vstupní, nestabilizované napětí kladné a záporné polarity, které může být v rozmezí 18 V až 36 V (pro výstupní napětí 15 V), dále svorky výstupního stabilizovaného napětí a svorku zemnicí. Další vývody umožňují přesně nastavit symetrii obou větví stabilizátoru, výstupní napětí na zvolenou velikost jímou, než na jakou byl stabilizátor nastaven při výrobě, dalšími vývody jsou vývody obvodů nastavitelné elektronické pojistky s výhodným průběhem přetěžovací charakteris-

tiky a konečné vývod referenčního napětí, který způsobí při zkratů na zem zmenšení výstupního napětí obou větví zdroje až téměř k nule (možnost elektronického vypínání zdroje). Činitel stabilizace je větší než 1000, výstupní odpor menší než 0,2 Ω. Šum na výstupu stabilizátorů je menší než 100 μV a teplotní součinitel výstupního napětí je menší než 0,03 %/°C. Tyto parametry umožňují, aby napětí ze stabilizátoru sloužilo nejen jako napájecí napětí operačních zesilovačů, ale v méně přesných aplikacích vyhoví i jako napětí referenční. Maximální výstupní proud (100 mA z každé větve) umožňuje napájet současně větší množství operačních zesilovačů (podle jejich spotřeby).

Velmi jednoduchou úpravou (přidáním dvou komplementárních tranzistorů) můžeme výstupní proud zvětšit až na několik ampérů (budou-li mít výkonové tranzistory dostatečně velký stejnosměrný proudový zesilovací činitel).

Pětivoltový stabilizátor **WSH914** je hybridní integrovaný stabilizátor, určený k napájení číslíkových integrovaných obvodů. Obvod je umístěn ve stejném pouzdrů, v jakém se dodávají výkonové tranzistory, např. KD602. Stabilizátor má jen tři svorky – vstupní, výstupní a společnou zemnicí. Maximální výstupní proud je větší než 1 A, obvod je chráněn pojistkou proti přetížení proudovému i tepelnému. Jeho výroba však zřejmě ztratí význam v okamžiku, kdy budou na trhu levnější pětivoltové monolitické stabilizátory z n. p. TESLA Rožnov, které mají přibližně stejné vlastnosti.

Velmi zajímavý hybridní obvod je referenční zdroj **WSH924**. Jde opět o třísvorkový stabilizátor (vstup, výstup, společná zem), použitelný jako zdroj referenčního napětí třídy 0,01 %. Výstupní napětí je 4,892 V ± 5 mV, vstupní napětí může být v rozsahu +9 až +36 V. Zdroj lze zatěžovat proudem až 5 mA obou polarit. V případě nutnosti je možno zatížitelnost zvětšit přidáním tranzistoru vodivosti n-p-n (zvětšení kladného výstupního proudu), nebo p-n-p (zvětšení záporného výstupního proudu), případně výkonovým zesilovačem **WSH125** (zvětšení zatížitelnosti proudem obou polarit). Činitel stabilizace je větší než 30 000, výstupní odpor menší než 20 mΩ. Teplotní součinitel výstupního napětí je menší než 0,001 %/°C. Šum na výstupu je asi 20 μV. Referenční zdroj je zkratuvzdorný. Výstupní napětí lze snadno nastavit přesně na 5 V.

### Ostatní obvody

Kromě hybridních integrovaných operačních zesilovačů a stabilizátorů se v n. p. TESLA Lanškroun vyrábí nebo připravuje do výroby řada dalších obvodů pro přístrojovou techniku, umožňujících uplatňovat moderní přístup při konstrukci měřicích zařízení i jiných obvodů. Jsou to například vícenásobné budiče spínacích tranzistorů MOS, které převádějí logické úrovně na úrovně, potřebné k buzení bezkontaktních spínačů. Dále dvojité nebo trojitě kompletní bezkontaktní spínače, slučitelné přímo s výstupy logických členů TTL. Byl vyvinut kompletní osmibitový převodník D/A, který se začíná vyrábět pod označením **WTS002**.

Na konferenci o hybridních obvodech v Olomouci v roce 1976 byl vystaven prototyp číslíkového panelového voltmetru, který obsahuje tři hybridní integrované obvody a několik dalších součástek. Ve dvou obvodech byla soustředěna celá číslíková část voltmetru, analogová část byla umístěna ve třetím.



Na vzorkovacích sériích bylo ověřeno několik set druhů hybridních integrovaných obvodů, využitelných v nejrůznějších odvětvích elektroniky. Je škoda, že stávající kapacita výroby oddělení hybridních obvodů v n. p. TESLA Lanškroun neumožňuje větší rozšíření těchto perspektivních součástek v Československé elektronice.

Podrobnější informace o hybridních integrovaných obvodech lze najít v článku, který vychází na pokračování v AR řady A od čísla 11/1977.

## Literatura

- [1] Dostál, J.; Kudrnovský, M.; Haas, K.: Osobní informace.
- [2] Podklady pro katalogové listy hybridních integrovaných obvodů (v tisku).
- [3] Sborník přednášek celostátní konference Hybridní integrované obvody Olomouc 1976.

# Integrované obvody pro dekódery barevných televizních přijímačů

Integrované obvody MCA640, MCA650 a MCA660 jsou určeny pro dekódér barvosměrného signálu v soustavě SECAM a pro univerzální dekódér SECAM/PAL, u něhož jsou doplněny ještě integrovaným obvodem MBA540. Uvedené integrované obvody jsou ekvivalentní integrovaným obvodům firmy Philips TCA640, TCA650 a TBA540.

V soustavě SECAM se přenášejí rozdílové signály B-Y a R-Y barev kmitočtově modulovaným signálem nosné vlny barev a to postupně, během jedné řádkové periody vždy jen jeden signál. K tomu, aby se vytvořil současný signál, používá se paměťový obvod - zpožďovací vedení s dobou zpoždění rovnou řádkové periodě.

V soustavě PAL se rozdílové signály přenášejí amplitudově modulovaným signálem s potlačenou nosnou vlnou. Složka B-Y moduluje nosnou vlnu, která má referenční fázi. Složka R-Y moduluje nosnou vlnu, jejíž fáze se liší od referenční o 90°. Tato difference je +90° a -90° střídavě po řádkových obdobích. Vektor představující nosnou vlnu barev je komplexně sdružený a vektorem, odpovídajícím nosní vlně barev předchází o řádkovou periodu. To umožňuje odstranit fázové chyby v přijímači obvodem se zpožďovacím vedením s dobou zpoždění odpovídající řádkové periodě.

Odlísně zpracování signálu v obou sestavách vyžaduje rozdílné dekódovací obvody. Stejnou funkci mají pouze zpožďovací vedení 64 µs a generátor přepínacích impulsů o polovičním řádkovém kmitočtu. Z ekonomických důvodů se používá jen jedno ultrazvukové zpožďovací vedení, které však při použití integrovaných obvodů není problémem. Funkce dekódéru se přepínají pouze jedním ovládacím napětím. Ve srovnání s univerzálními dekódéry, které používají konverzi signálu jedné soustavy na signál, který se pak demoduluje stejným způsobem jako signály druhé soustavy, zlepšuje přímá demodulace jakost barevného zobrazení.

Integrovaný obvod MCA640 po doplnění vnějšími obvody z diskretních součástek (viz schéma na obr. 152) tvoří zesilovač barvosměrné vlny. Vstupní signál se přivádí přes pásmovou propust s proměnnou amplitudovou kmitočtovou charakteristikou. Při signálu SECAM má charakteristiku typu „zvon“ - úzké pásmo, při signálu PAL má plochý průběh v pásmu barvosměrného signálu. Symetrický nebo nesymetrický vstupní signál se přivádí na vývody 3 a 5. Na obou vstupech musí být stejnosměrná složka 2,5 V. Funkce zesilovače se ovládá napětím na vývodu 4. Při úrovni 0 až 1 V omezuje zesilovač mezivrcholovou velikost výstupního signálu (který je symetrický mezi vývody 1 a 15) na 2 V, počínaje od vstupního signálu 15 mV. Tato funkce je při příjmu signálu SECAM. Při příjmu signálu PAL se úroveň napětí na vývodu 4 nastaví 7 V a napájecím napětím.

Zesílení zesilovače se řídí v rozmezí 26 dB napětím z obvodu samočinného řízení zisku, přiváděným na vývod 16 (zmenšováním napětí od +1,2 V). Při příjmu signálu SECAM nesmí napětí na vývodu 16 překročit +0,5 V, aby se nevytvořily funkce identifikace obvodu. Výstupní signál PAL má rozkmit 0,5 V, synchronizační impulsy barev 1 V. Z výstupů zesilovače se zavádí stejnosměrná zpětná vazba na vstupy. Kladné impulsy zpětných řádkových běhů, přiváděné na vývod 6, zatemňují výstupní signál a současně klíčí synchronizační impulsy barev pro obnovu nosné vlny barev při dekódování v systému PAL (vývod 13). Impulsy ovládají též klopný obvod, který vytváří přepínací napětí pravouhlého průběhu o polovičním řádkovém kmitočtu, které jsou na vývodu 12. Synchronizační impulsy barev PAL a vyklíčená nosná vlna v druhé polovině zatemněného řádkového intervalu v signálu SECAM korigují přes identifikace obvodu fázi přepínacího napětí a ovládají vypínač barev. Identifikace signálu SECAM tímto způsobem vyžaduje, aby obvod LC, připojený na vývod 11, byl naladěný na 4,25 MHz ( $C = 470$  pF). Identifikace podle identifikacích impulsů přenášejících v zatemněném intervalu pulsů, obvyklá v soustavě SECAM, vyžaduje naladění obvodu LC na kmitočet 3,9 MHz. Vyklíčení těchto impulsů a též zatemnění barvosměrného signálu zajišťují impulsy zpětných běhů z generátoru snímkového rozkladu, přiváděné na vývod 7 (funkce při úrovni přesahující 4 V).

Integrovaný obvod MCA650 (obr. 153) pracuje v obvodech demodulace barvosměrné vlny. Na výstupy se přivádějí signály z výstupů zesilovače barvosměrného signálu: na vývod 1 přes dělič (typická vstupní mezivrcholová úroveň SECAM 200 mV a PAL 50 mV) a na vývod 3 přes zpožďovací vedení 64 µs. Při příjmu SECAM se signál nejprve omezi, aby se odstranila amplitudová modulace způsobená zpožďovacím vedením a pak se přivádí na elektronický přepínač, který rozděluje rozdílové signály B-Y a R-Y. Při příjmu PAL se vytvoří nejprve součet a rozdíl obou vstupních signálů, čímž se oddělí signál B-Y a R-Y. Složka R-Y prochází přepínačem PAL, který odstraňuje fázovou komutaci 180° mezi po sobě jdoucími řádky. V obou případech se elektronický přepínač ovládá napětím pravouhlého průběhu o polovičním řádkovém kmitočtu s amplitudou 3 V přiváděným na vývod 16 (z vývodu 12 MCA640).

K demodulaci jak signálu PAL, tak i signálu SECAM se používají synchronní demodulátory. Při příjmu PAL se přivádějí referenční nosné vlny na vývody 6 a 7. V případě příjmu SECAM se využívá přeměny kmitočtové modulace na fázovou na laděném obvodu (vytváří se referenční vlna, která má fázový posuv závislý na kmitočtu). Rezonanční obvod pro demodulátor R-Y, z něhož se přivádí signál na vývod 5, je laděn na 4,4 MHz (rozdílový signál odpovídající nepestré barvě musí mít na výstupu stejnou úroveň, jaká je při zatemnění signálu). Tlumením rezonančního obvodu lze měnit rozkmit výstupního signálu z demodulátoru. Rezonanční obvod B-Y je laděn na  $f_0 = 4,25$  MHz. Výstupní signály z demodulátorů na vývodech 10 a 12 (typická mezivrcholová úroveň R-Y je 1,1 V, B-Y 1,47 V) obsahují zbytky z dvojnásobným kmitočtem barvosměrné vlny, které je nutno potlačit vnějšími obvody. V případě SECAM je třeba zavést u výstupních signálů deefázovací korekci. Přepínací funkce SECAM-PAL zajišťuje řídicí napětí přiváděné na vývod 4 v úrovních odpovídajících přepínání u integrovaného obvodu MCA640.

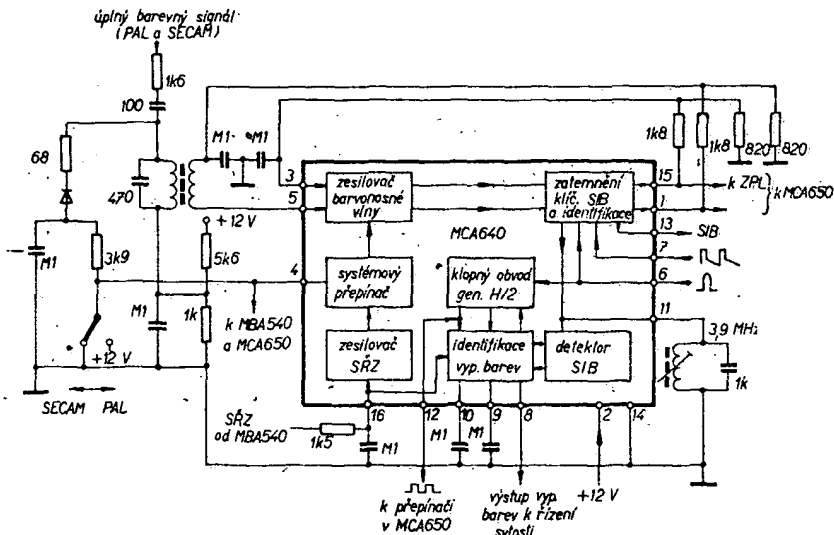
Integrovaný obvod MCA660 (obr. 154) je určen k řízení kontrastu, sytosti a jasu. Kontrast řídí tři společně ovládané elektronické potenciometry, jeden pro jasný signál, druhé dva pro rozdílové

signály R-Y a B-Y. Rozdílové signály procházejí ještě přes elektronické potenciometry, které řídí sytost barev. Rozdílový signál G-Y se skládá vnější odporovou maticí ze signálů R-Y a B-Y a jeho polarita je pak upravena vnitřním invertorem. Rozdílový signál R-Y se přivádí na vývod 9 (typická úroveň < 0,7 V) a rozdílový signál B-Y na vývod 8 (typická úroveň < 0,9 V). Jasový signál se přivádí na vývod 16. Vstupní impedance je malá - 60 až 90 kΩ. Typický vstupní proud jasového signálu je 0,7 mA (0 až 2,5 mA). Úroveň černé odpovídá proud 0,3 mA. V případě střídavé vazby zavádí stejnosměrnou proudovou složku odpor mezi vývody 16 a 13 (15 kΩ při rozkmitu signálu 0,7 mA). Zesílení rozdílových signálů při jmenovitém kontrastu a sytosti je asi 5 dB. Rozsah regulace kontrastu je +3 dB až -20 dB, rozsah regulace sytosti +6 dB až -20 dB. Úroveň černé v jasovém signálu se obnovuje v obvodech klíčových impulsů, zaváděných na vývod 2. Kladné impulsy o úrovni mezi +1 až +12 V v zatemněném řádkovém intervalu, mimo synchronizační impulsy mají trvání asi 3 µs. Úroveň černé na výstupu jasového signálu - vývod 1 - se mění napětím pro řízení jasu přiváděným na vývod 14. Regulačnímu napětí 5,7 V odpovídá výstupní úroveň černé 4,2 V. Úroveň černé v době mezi klíčovými impulsy udržuje kondenzátor, zapojený mezi vývody 14 a 15. Na vývod 3 se přivádějí zatemňovací impulsy. Obvody uvnitř integrovaného obvodu jsou vytvořeny tak, že umožňují volit mezi dvěma alternativami: zatemnění s úrovní černé nebo pevné úrovně v zatemněném intervalu. Úroveň černé v jasovém signálu se dosáhne při úrovni impulsu -1,5 až -10 V. Pevná úroveň 4,2 V na výstupu se nastavuje při úrovni impulsu od +2 do +12 V. Jinak úroveň na vývodu 3 musí být mezi -0,7 až +0,7 V, aby se nenarušil přenos signálu. Na rozdíl od jasového signálu rozdílové signály barev nemají obnovenou stejnosměrnou složku, na což se musí pamatovat při návrhu obrazových zesilovačů, budících obrazovku.

Integrovaný obvod MBA540 se používá v kombinovaném dekódéru pro vytvoření referenční nosné vlny barev (viz obr. 155). Kmitočtový oscilátor určuje krystal, zatřesený ve zpětné vazbě z vývodu 1 na vývod 15. Kmitočtový oscilátor se ovlivňuje další zpětnou vazbou přes kondenzátor  $C_1$  z vývodu 2, na který se přivádí napětí odvozené z referenční vlny na vývodu 4. Amplituda na vývodu 2 se řídí výstupním napětím fázového detektoru, který porovnává fázi obnovené nosné vlny barev s fází synchronizačních impulsů barev přiváděných na vývod 5. Vzhledem k fázovému posuvu na kondenzátoru  $C_1$  dochází ve výsledném součtu obou zpětnovazebních proudů k fázovému natočení podle amplitudy na vývodu 2 a tím ke změně kmitočtu oscilátoru.

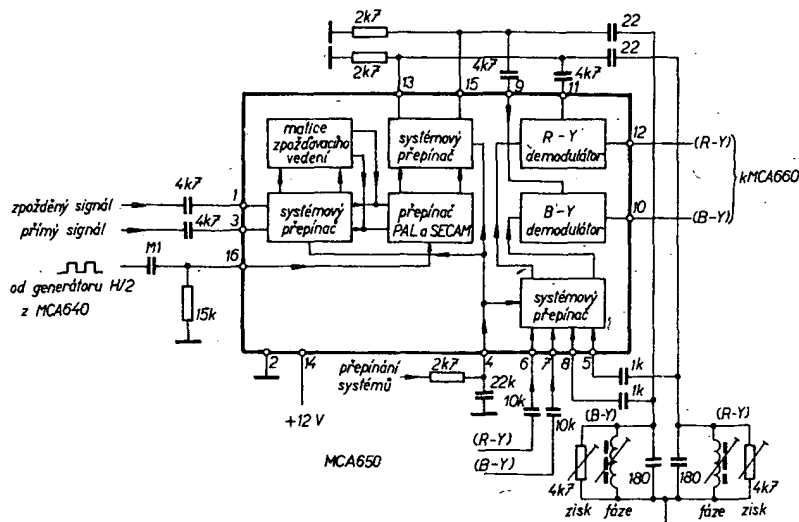
Amplituda synchronizačních impulsů barev se řídí v regulačních obvodech IO MCA640. Řídicí napětí se odvozuje ze synchronizačních impulsů barev v IO MBA540 a odvádí se z vývodu 9. Bez signálu je na tomto vývodu úroveň +4 V. Při správné velikosti signálu (SIB asi 1,5 V) se pohybuje mezi 1 V a 0,2 V. Amplitudu synchronizačních impulsů barev lze nastavit potenciometrem  $P_2$ . Je-li fáze generátoru H/2 nesprávná, napětí na vývodu 9 se zvětšuje, současně spíná tranzistor vypínače barev, jehož kolektor je vyveden na vývod 7. (V dekódéru s IO MCA640 se tento obvod nepoužívá). Pravouhlé impulsy z generátoru H/2 se přivádějí na vývod 8 (1,5 V, vstupní impedance 3,3 kΩ).

V dekódérech použitých v BTVP, v nichž jsou uvedené IO použity, bývají často ještě další doplňující obvody. Pro dokonalejší představu je uvedeno na obr. 156 schéma dekódéru PAL/SECAM fy Loewe Opta. Konstrukčně tvoří tento dekódér modul, kterým je možné v přijímačích Loewe Opta nahradit běžně používaný dekódér PAL. Aby byla tato změna

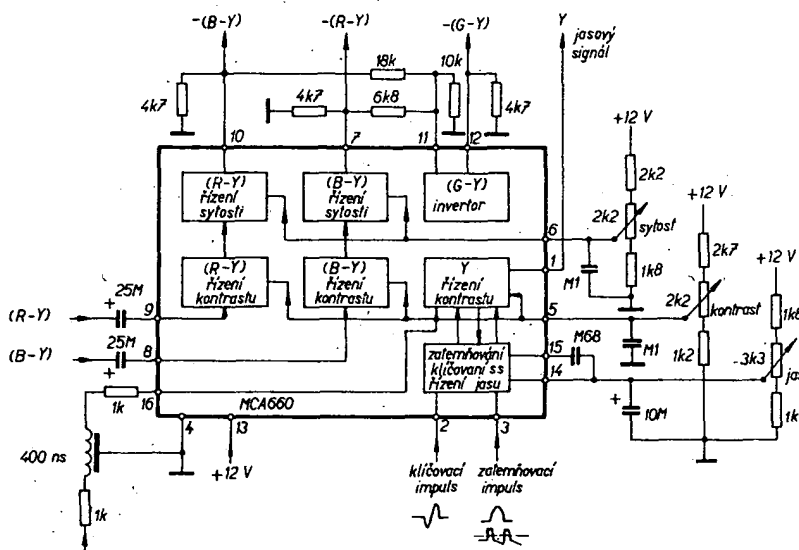


Obr. 152.





Obr. 153.



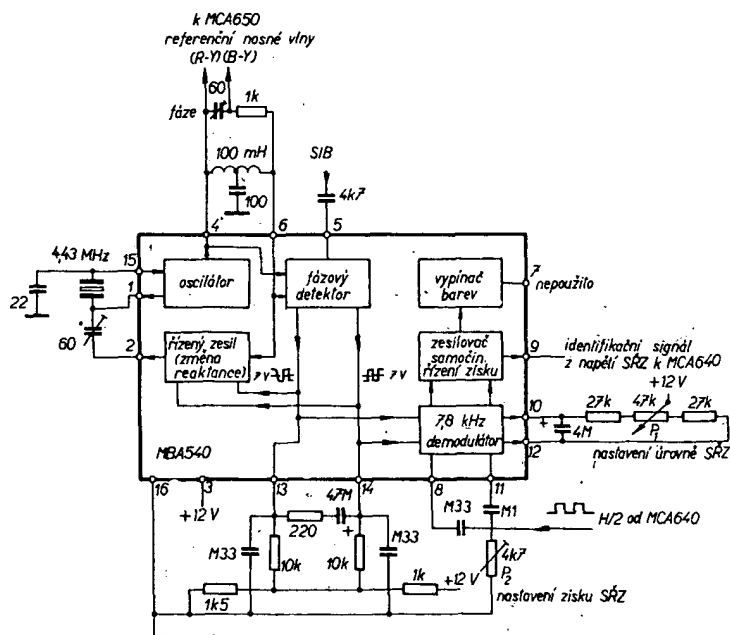
Obr. 154.

možná, jsou v dekóderu navíc obvody, které upravují vstupní a výstupní signály, jakož i ovládací napětí. Tyto obvody by se zjednodušovaly v případě, že by přijímač byl přímo řešen s uvedeným univerzálním dekóderem. Dále se používají tranzistorové zesilovače na tvarování klíčových a zřeháčecích impulsů z impulsů řádkových zpětných běhů a z impulsů snímkových zpětných běhů. Podobné tvarovací obvody by se však použily, i kdyby se nepožadovala zaměnitelnost modulů. V modulu dekóderu je též zesilovač signálu pro oddělovací synchronizačních impulsů, který s dekodovacími obvody funkčně nespojuje. Neobvyklé, rovněž podmíněné záměny modulů, je zapojení zesilovače jasového signálu. Úspornější by bylo zapojení zpožďovacího vedení v jasovém kanálu (v tomto případě je mimo modul) i s odlaďovačem barvosné vlny před vstup IO TCA660B a k zatemňování jasového signálu využít obvody tohoto IO.

Přímě v obvodech barevného dekóderu jsou ještě obvody, které jsme neuvedli v dílčích schématech. V první řadě je to automatický přepínač SECAM/PAL, tvořící zvláštní submodul. Barvosný signál na vstupu dekóderu se obočuje a přivádí na zesilovač a detektor s IO TBA120S, který demoduluje identifikační impulsy SECAM. Usměrněním impulsů se získá ovládací napětí, které se zesílí a uzavírá koncový stupeň třístupňového zesilovače. Tím se napětí na výstupu zmenší na úroveň odpovídající pHjmu SECAM. Při pHjmu PAL zůstává koncový stupeň otevřený a výstupní napětí převyšuje 7 V. Synchronizační impulsy barev se vedou z IO TCA640 na IO TBA540 ještě přes klíčovací obvod, jehož laděním lze posouvat fázi referenční nosné vlny barev.

Deemfázové obvody upravující rozdílové signály z detektorů před jejich vstupem do IO TCA660B se připojují přes spínací diody, ovládané přepínacím napětím PAL/SECAM.

U rozdílových signálů se obnovuje stejnosměrná složka diodovými obnovovacími, za kterými následují emitorové sledovače.



Obr. 155.

## Literatura

- [1] Philips Data Handbook - Semiconductors and integrated circuits. Část 5b, březen 1977 - Consumer IC's.
- [2] PAL/SECAM - decoder C8 für Chassis C 5000 a CP 42 Artikel - Nr. 291 - 72900 - 050 Loewe - Einbauanweisung - Abgleichanweisung.
- [3] Technické podmínky pro integrované obvody MCA640, MCA650, MCA660 a MBA540. TESLA Rožnov.

## VE ZKRATCE

### 50 let tranzistoru řízeného polem

I když zní titulek tohoto článku na první pohled nadneseně, je prokázáno, že již v roce 1925, 22. října, přihlásil v Kanadě Edgar Lilienfeld k patentování „řízený prvek, u něhož lze proud mezi dvěma přivodními zónami ovládat třetím napětím mezi těmito přivodními zónami“. I když byly konány pokusy uskutečnit v praxi unipolární prvek, řízený elektrickým polem, nesetkaly se výzkumné práce u elektronek s úspěchem. K masovému použití tranzistorů řízených polem pak došlo až počátkem roku 1963 po objevení a zavedení planární techniky.

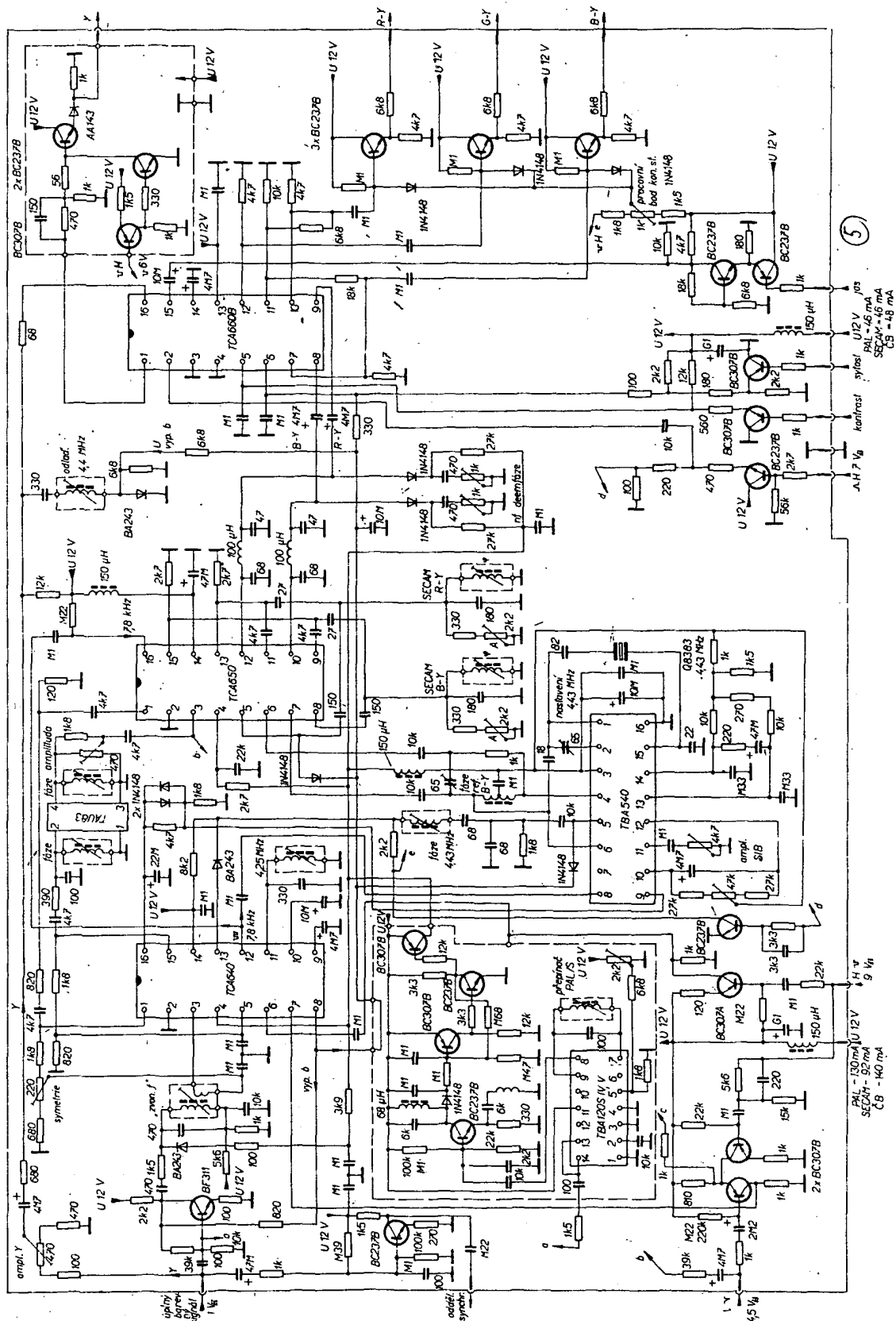
### Pájčka s články NiCd

Na trh byla uvedena pájčka, napájená dobíjecími niklotadmiovými články, které jsou umístěny v její rukojeti. „Nazhavorovací“ doba hrotu pájčky je pouze 6 sekund. Po této době má pájka hrot teplotu 375 °C. Na jedno nabití lze zapájet až asi 350 pájecích míst. Nabíjecí doba článků je 10 hodin.

Pájčka váží pouze 160 g a je dodávána výrobcem, firmou Cooper Group, s několika různými výměnnými hroty, jejichž výměna v pájce je velmi jednoduchá a rychlá.

### Monolitické stabilizátory napětí

Firma Valvo uvedla na trh dvě řady monolitických stabilizátorů napětí, a to řadu  $\mu$ A7800 pro kladná výstupní napětí, a řadu  $\mu$ A7900 pro záporná výstupní napětí. Monolitické obvody jsou podle ztráty umístěny v pouzdrech TO-3, TO-220, TO-39 nebo TO-92. Dodávané obvody mají výstupní napětí v mezích 2,6 až 24 V, výstupní proud je podle typu 0,1, 0,5 nebo 1 A.



Obr. 156. Schéma dekodéru PAL/SECAM (Loewe Opia). Konstrukčně tvoří tento dekodér modul, jímž lze v přijímačích Loewe Opia nahradit běžně používaný dekodér PAL

## KONKURS AR – TESLA

15. září 1977 skončil konkurs AR – TESLA o nejlepší radioamatérské konstrukce. Do konkursu bylo přihlášeno celkem 41 konstrukcí. Vyhodnocení konkursu bude uvedeno v AR A1/1978.

**Konkurs AR – TESLA připravujeme však i na rok 1978, a to za zhruba stejných podmínek jako v minulých letech. Podrobné podmínky budou uveřejněny v AR A2/1978. Zveme k účasti na konkursu, který má dát určitý přehled o stavu výpěstosti našich konstruktérů, i Vás – nezapomenejte si včas zajistit AR A2/1978!**

Reproduktory

Mikrofony

Zesilovače

Konektory

Polovodiče

Elektronky

Odpory

Kondenzátory

Televizní antény

Speciální prodejny

**RADIOAMATÉR**

PRAHA 1, Žitná 7  
PRAHA 1, Na poříčí 44



**DOMÁCÍ POTŘEBY**  
**PRAHA**

**IHNEDE POŠLEME NA DOBÍRKU**  
na základě vaší objednávky na korespondenčním lístku:

## REPROBOXY

ZG3 ... 3 W ... 4  $\Omega$  ... 305 Kčs ZG5 ... 5 W ... 15  $\Omega$  ... 390 Kčs

ZG20 ... 20 W ... 8, popř. 4  $\Omega$  ... 1090 Kčs

## REPROBEDNY

ARS820 ... 15 W ... 4  $\Omega$  ... 630 Kčs

## REPRODUKTORY

hloubkové

ARN567 ...  $\varnothing$  165 mm ... 10 W ... 4  $\Omega$  ... 115 Kčs ARZ368 ...  $\varnothing$  100 mm ... 3 W ... 8  $\Omega$  ... 80 Kčs

výškové

ARV081 ...  $\varnothing$  75 $\times$ 50 mm ... 4  $\Omega$  ... 43 Kčs ARV088 ...  $\varnothing$  75 $\times$ 50 mm ... 8  $\Omega$  ... 43 Kčs

ARV082 ...  $\varnothing$  75 $\times$ 50 mm ... 8  $\Omega$  ... 44 Kčs ARV261 ...  $\varnothing$  100 mm ... 4  $\Omega$  ... 50 Kčs

ARV265 ...  $\varnothing$  100 mm ... 8  $\Omega$  ... 51 Kčs

Dále vám můžeme zaslat i některé náhradní díly k výrob-  
kům spotřební elektroniky TESLA, integrované obvody,  
polovodičové prvky, odpory, kondenzátory aj.

ZÁSILKOVÁ SLUŽBA **TESLA**

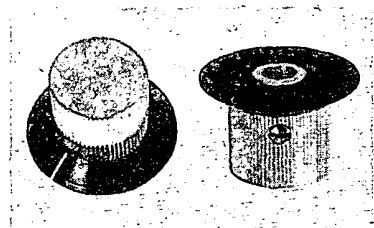
náměstí Vítězného února 12  
688 19 Uherský Brod

## IDEÁLNÍ STAVEBNÍ PRVEK

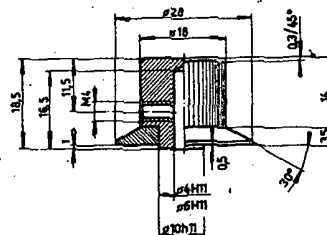
pro elektroniku  
a přesnou mechaniku

## KOVOVÉ PŘÍSTROJOVÉ KNOFLÍKY

K 186 a K 184  
na hřídele  $\varnothing$  6 a 4 mm



- ⊗ pro přístroje HIFI-JUNIOR
- ⊗ pro elektronická měřidla
- ⊗ pro mechanické aplikace
- ⊗ pro jiné zesilovače a tunery
- ⊗ pro amatérské experimenty
- ⊗ náhrada nevhodných knoflíků



Základní těleso z polomatného legovaného hliníku má vroubkovaný obvod pro lehké, ale spolehlivé uchopení. Robustní stavěcí šroub M4 zajišťuje pevné spojení bez prokluzu i na hladkém hřídeli bez drážky. Ani při silovém utažení knoflík nepraská, jak se to stává u výrobků z plastických hmot. Zvýšená středová patka se opírá o panel a vymezuje mezeru 1 mm mezi panelem a obvodem černého kónického indikačního kotouče. Bílá ryska na kotouči (je o 180° proti šroubu) tak umožňuje snadno a bez paralaxy rozeznávat nastavenou informaci. Moderní, technicky střizlivý vzhled a neutrální kombinace přírodního hliníku s černou a bílou dovolují použít tyto knoflíky v libovolně tvarovaném i barevném prostředí.

MALOOBCHODNÍ CENA ZA 1 ks: 13,70 Kčs  
Prodej za hotové i poštou na dobírku.  
Prodej za OC i VC (bez daně). Dodací lhůty:  
Do 200 ks ihned ze skladu, větší počty a prodej za VC na základě HS.

obchodní označení	určeno pro hřidel	číslo výkresu	číslo jednotné klasifikace
K 186	$\varnothing$ 6 mm	992 102 001	384 997 020 013
K 184	$\varnothing$ 4 mm	992 102 003	384 997 020 014



**ELEKTRONIKA**

podnik ÚV Svazarmu  
Ve Smečkách 22, 110 00 Praha 1

telefon: prodejna 24 83 00  
odbyt (úterý a čtvrtek): 24 76 73  
telex: 121601